

■2 群 (画像・音・言語) - 6 編 (音響信号処理)

6 章 アクティブノイズコントロール

(執筆者: 西村正治・梶川嘉延) [2011年11月受領]

■概要■

アクティブノイズコントロール (以下 ANC) は逆位相の音で元の音をキャンセル消音する技術であり, 騒音対策の一手法として使われ始めている. ここでは, その原理, 制御アルゴリズム, 実現化手法について概説する. より詳細を知りたい場合は参考文献を参照されたい.

■2群 - 6編 - 6章

6-1 アクティブノイズコントロールの原理

(執筆者：西村正治・梶川嘉延) [2011年11月受領]

ANCの消音原理についてはいろいろな説明がなされるが、波の重ね合わせで説明するのが最も分かりやすい。Huygen'sの原理によると、図6・1(a)において、一次音源の周りの空間 Ω に形成される音場と全く同一の音場を、一次音源を取り囲む空間に閉じた面 Σ 上に分布した二次音源によって形成することが可能である。そこで、二次音源の位相を反転させた場合、 Ω 内では一次音源で形成される音場と、二次音源で形成される音場が同一ゲイン・逆位相となり、重ねあわせにより完全にキャンセルされ、音圧がゼロになる。これが音場のアクティブコントロールの基本原則である。図6・1(b)に示すように、制御対象空間 Ω を囲むように Σ を選ぶと、 Ω 内の音圧をゼロにすることができる。

対象領域が三次元の場合は境界が面になり、理論的には無数の二次音源が必要になるが、実際には対象音の波長に比べて十分短い間隔で二次音源を配置すれば十分である。よって、波長の長い低周波音では粗い間隔の配置で十分であるが、波長の短い高周波音を対象とする場合はより密な配置が必要になる。ANCが低周波音に対して実現しやすく、高周波音に対して難しいのはこのような原理によるものである。

図6・1(c)のようなダクトでは、断面寸法が対象音のおよそ半波長より短い場合は平面波のみが伝搬し、一次的な取り扱いが可能である。この場合、境界はポイントになり、1個のスピーカで制御が可能になる。ANCがダクトの消音で最も広く用いられているのはこのような理由による。

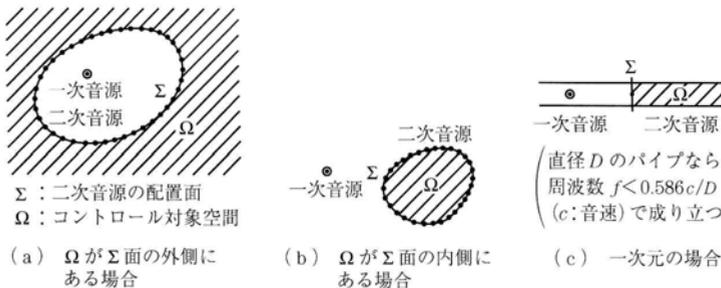


図6・1 ANCの基本原則（ホイヘンスの原理）¹⁾

一方、ANCは一般に二次音源によって制御点の音圧を最小にするものであり、粒子速度が最小となるとは限らない。そこで、一次音源、二次音源、制御点の位置関係によって消音のメカニズムが異なってくる。図6・2は音響インピーダンスを操作すると観たANCを分類したものである¹⁾。まず二次音源近傍に制御点を設け、そこでの音標インピーダンスを操作する場合、一次音源（騒音源）から見ると、二次音源が音を反射するよう見える場合と音を吸収するよう見える場合とがある。また反射は、音響インピーダンスがゼロの場合と無限大の場合とに分かれる。一次音源近傍で音響インピーダンスをゼロにする場合（つまり音圧をゼロにする場合）、一次音源と二次音源が離れている場合は音場のモードを制御し、音

響放射効率の低減を行うことになる。また、一次音源と二次音源が近接している場合は、いわゆるダイポール放射による放射音響パワーの低減を行うことになる。一次音源からも二次音源からも遠い位置で音響インピーダンスをゼロにする場合、その制御点周辺の波長に比例した範囲において制御効果が期待され、ポイントキャンセレーションと呼ばれる。この場合、二次音源の存在によって一次音源から放射される音響パワーはほとんど影響を受けず、二次音源からの放射音響パワーが加わる分、全体として放射音響パワーは増加し、音圧が増加する領域も現れるので注意が必要である。このように消音のメカニズムはその配置によって種々に異なるため、実際に ANC を適用しようとする場合は音の物理現象を十分把握した上で、制御スピーカ、制御点などを配置することが重要になる。

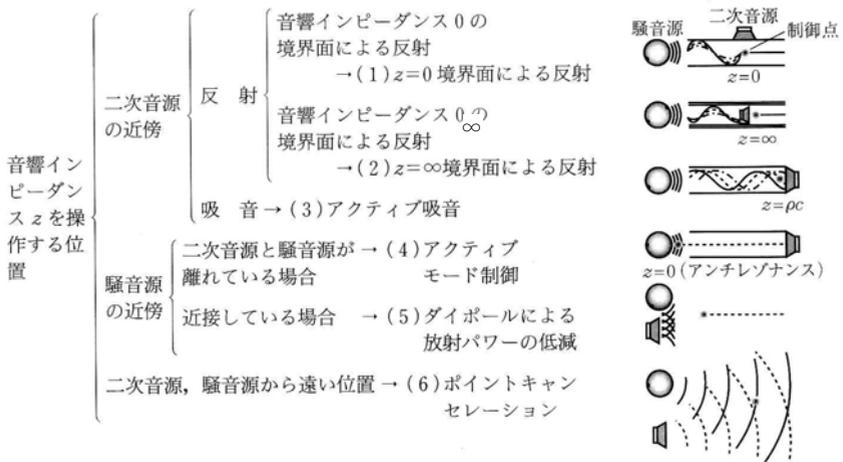


図 6・2 ANC の各種減音メカニズム¹⁾

■2群 - 6編 - 6章

6-2 アクティブノイズコントロールの制御手法¹⁾⁻⁵⁾

(執筆者：西村正治・梶川嘉延) [2011年11月受領]

アクティブノイズコントロールの制御手法を大きく分けると、フィードフォワード型とフィードバック型とに分類できる。更にそれぞれにおいて対象となる騒音信号が周期的信号か広帯域信号かによって、その制御手法は異なってくる。また、制御を一点で行うのか多点で行うかによっても分類される。本節ではそれぞれの代表的な制御手法について紹介する。

6-2-1 フィードフォワード制御

最も単純なフィードフォワード型アクティブノイズコントロールの制御手法は参照信号を検出する参照センサ、騒音の低減効果を観測する誤差センサ、そして騒音を打ち消すための擬似騒音を生成する二次音源スピーカそれぞれを一つずつ利用するシングルチャネルフィードフォワード型アクティブノイズコントロールである。その構成を図6・3に示す。

この制御方式において消音対象となるアプリケーションはダクトへの適用などがあげられる。図6・3において、騒音に対して上流側に位置する参照センサで検出された信号は騒音制御フィルタにより加工されて二次音源スピーカからの擬似騒音となる。そして、誤差センサの位置において、騒音と擬似騒音が互いに打ち消しあうように誤差センサからの誤差信号が最小となるように騒音制御フィルタの係数を調整する。

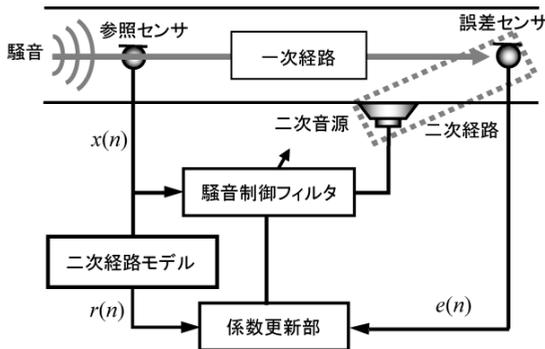


図6・3 Filtered-x アルゴリズムによるフィードフォワード型 ANC システム

いま、参照センサで検出される参照信号を $x(n)$ 、誤差センサで検出される誤差信号を $e(n)$ とすると騒音制御フィルタを FIR フィルタで実現した場合、その係数の更新は以下の Filtered-x LMS アルゴリズムによって実現される。

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu e(n) \mathbf{r}(n)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n) &= [w_0(n) \ w_1(n) \ \cdots \ w_i(n) \ \cdots \ w_{N-1}(n)]^T \\ \mathbf{r}(n) &= [r(n) \ r(n-1) \ \cdots \ r(n-i+1) \ \cdots \ r(n-N+1)]^T \\ r(n) &= \hat{\mathbf{c}}^T \mathbf{x}(n) \\ \hat{\mathbf{c}} &= [\hat{c}_0 \ \hat{c}_1 \ \cdots \ \hat{c}_i \ \cdots \ \hat{c}_{N-1}]^T \\ \mathbf{x}(n) &= [x(n) \ x(n-1) \ \cdots \ x(n-i+1) \ \cdots \ x(n-N+1)]^T \end{aligned}$$

であり、 $\mathbf{w}(n)$ は騒音制御フィルタのフィルタ係数ベクトル、 $\mathbf{r}(n)$ はフィルタードレファレンス信号ベクトル、 $\hat{\mathbf{c}}$ は二次経路モデルのフィルタ係数ベクトル、 $\mathbf{x}(n)$ は参照信号ベクトルである。また、 μ はステップサイズパラメータと呼ばれる適応動作の収束速度と推定精度を調整するパラメータである。

図 6・3 で示されるフィードフォワード制御システムでは広帯域の雑音を効果的に消音することが可能であり、実現も非常に容易である。ただし、アルゴリズムの構造を見ても分かるように二次音源から誤差センサまでの伝達経路である二次経路のモデルが必要であり、そのモデルがモデル化誤差を有するとシステムが不安定になることが知られている。具体的には真の伝達関数に対する位相差が $\pi/2$ を超えると不安定となる。よって、システムの安定化を図るためには二次経路モデルのオンライン推定が必須となる^{6), 7)}。また、最近では二次経路モデルそのものを必要としない制御構造も提案されている。代表的なものには連立方程式法を用いた ANC システム^{8), 9)}、同時摂動法を用いた ANC システム^{10), 11)}、超正実性を利用した ANC システム¹²⁾⁻¹⁴⁾ などがある。

6-2-2 フィードバック制御

フィードバック制御には古典的な制御工学的アプローチと信号処理（特に信号予測）的アプローチとに大別される。ここでは紙面の都合上、後者について紹介する。前者については参考文献を参照されたい¹⁾⁻⁵⁾。

信号の線形予測に基づくフィードバック型 ANC システムの構成を図 6・4 に示す。この制御方式ではフィードフォワード型 ANC システムと異なり参照センサが不要のため、システム構成をコンパクトにできる。その結果、ヘッドホン型の ANC などへの適用が適している。

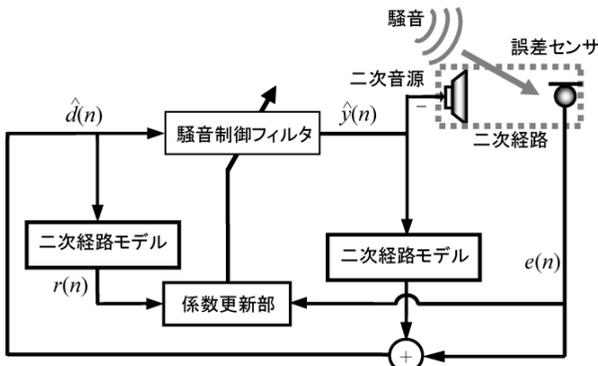


図 6・4 Filtered-x アルゴリズムによるフィードバック型 ANC システム

図 6・4 において、誤差センサで検出された騒音と擬似騒音との差分である誤差信号を最小とるように騒音制御フィルタは機能する。この方式では信号の予測に基づき制御を行うため、参照信号は騒音信号そのものとなる。しかし、誤差センサで検出される信号は擬似騒音との重ね合わせの結果の残差となるため、騒音信号を再合成する必要がある。そこで、誤差信号に騒音制御フィルタの出力信号を二次経路モデルでフィルタリングした信号を加えることで騒音信号を再合成する。また、騒音制御フィルタの後段には二次経路の物理系が存在するためフィードフォワード制御と同様、Filtered-x アルゴリズムを用いる必要がある。

いま、誤差センサで検出される誤差信号を $e(n)$ とすると騒音制御フィルタを FIR フィルタで実現した場合、その係数の更新は以下の Filtered-x LMS アルゴリズムによって実現される。

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu e(n) \mathbf{r}(n)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n) &= [w_0(n) \ w_1(n) \ \cdots \ w_i(n) \ \cdots \ w_{N-1}(n)]^T \\ \mathbf{r}(n) &= [r(n) \ r(n-1) \ \cdots \ r(n-i+1) \ \cdots \ r(n-N+1)]^T \\ r(n) &= \hat{\mathbf{c}}^T \hat{\mathbf{d}}(n) \\ \hat{\mathbf{c}} &= [\hat{c}_0 \ \hat{c}_1 \ \cdots \ \hat{c}_i \ \cdots \ \hat{c}_{N-1}]^T \\ \hat{\mathbf{d}}(n) &= [\hat{d}(n) \ \hat{d}(n-1) \ \cdots \ \hat{d}(n-i+1) \ \cdots \ \hat{d}(n-N+1)]^T \\ \hat{d}(n) &= e(n) + \hat{\mathbf{c}}^T \mathbf{y}(n-1) \\ \hat{\mathbf{y}}(n) &= [\hat{y}(n) \ \hat{y}(n-1) \ \cdots \ \hat{y}(n-i+1) \ \cdots \ \hat{y}(n-N+1)]^T \end{aligned}$$

であり、 $\mathbf{w}(n)$ は騒音制御フィルタのフィルタ係数ベクトル、 $\mathbf{r}(n)$ はフィルタードレファレンス信号ベクトル、 $\hat{\mathbf{c}}$ は二次経路モデルのフィルタ係数ベクトル、 $\hat{\mathbf{y}}(n)$ は騒音制御フィルタ出力、 $\hat{d}(n)$ は再合成した参照信号である。また、 μ はステップサイズパラメータと呼ばれる適応動作の収束速度と推定精度を調整するパラメータである。

図 6・4 で示されるフィードバック制御システムでは信号の予測に基づいているため、予測可能な狭帯域の雑音に対してのみ効果的に消音することが可能である。ただし、このシステムにおいても二次経路のモデルが必要であるため、そのモデル化誤差によりシステムの安定性が左右されるという問題点を有する^{15), 16)}。

6-2-3 周期信号に有効な ANC システム

前節の線形予測に基づくフィードバック制御は周期信号に対して有効な制御方式であることを紹介した。周期信号に対して有効な制御手法はほかにもあり、エンジンの振動や排気音、救急車のサイレン音などの騒音低減に適用されている。周期信号に注目した制御アルゴリズムは大きく、制御対象の調波信号の基本周期に関連する参照信号を外部から利用する外部同期型のアルゴリズムと、ある程度制御対象の基本周期が既知という前提で参照信号を全く必要としない自己同期型アルゴリズムに分類される。

前者には信号波形の生成という観点でフーリエ係数を制御する Wave Synthesis (WS) アルゴリズムや、Filtered-x アルゴリズムを周期信号に特化した Synchronized Filtered-x (SFX) アルゴリズム、そしてそれを改良した Multi-Timing Synchronized Filtered-x (MTSFX) アルゴリズムなどがある。これらのアルゴリズムは制御対象の基本周期を何かしらのセンサを通じて

直接得るため、その基本周期の観測精度がシステムの性能（消音効果）に大きな影響を与える。

一方、後者のアルゴリズムは基本周期をセンサを通じて得るのではなく、アルゴリズムの内部で推定する機能を有するため、前者のアルゴリズムのような問題を有さない。このようなアルゴリズムとして **Delayed-x Harmonics Synthesizer (DXHS)** アルゴリズムがある。このアルゴリズムは基本周期のおおよその事前情報があれば、その基本周期そのものも適応アルゴリズムによって推定を行えるという利点を有する。しかし、制御対象の基本周期近傍の初期値を与えないとうまく動作しないなどの問題も有する。

6-2-4 マルチチャネル ANC システム

これまでの節では制御対象を比較的低周波数の一次元音場の制御を対象とするような制御手法について説明を行った。しかし、周波数が高くなるなど一次元音場として扱えないような環境における騒音低減を考えた場合、センサおよび二次音源を複数配置する必要がある。そのような複数の音源、複数のセンサを有する ANC システムをマルチチャネル ANC システムという。図 6・5 に J 個の参照センサ、 L 個の二次音源、 M 個の誤差センサを有するマルチチャネル ANC システムの概略図を示す。このようなシステム構成を一般的に **CASE(J,L,M)** と呼ぶ。

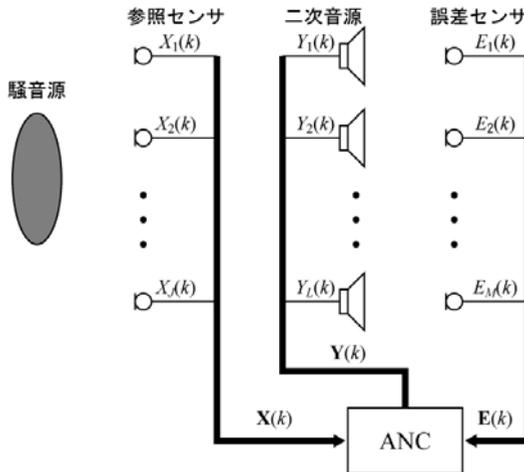


図 6・5 マルチチャネル ANC システム

いま、 j 番目の参照信号の周波数スペクトルを $X_j(k)$ 、 j 番目の参照信号によって励起され l 番目の二次音源の制御信号に寄与する騒音制御フィルタ $H_{lj}(k)$ を要素とする $L \times J$ の制御フィルタ行列を $\mathbf{H}(k)$ 、 l 番目の二次音源の制御信号の周波数スペクトルを $Y_l(k)$ 、 m 番目の誤差センサで観測される騒音信号の周波数スペクトルを $D_m(k)$ 、 l 番目の二次音源から m 番目の誤差センサまでの二次経路 $C_{ml}(k)$ を要素とする $M \times L$ の二次経路行列を $\mathbf{C}(k)$ とすると、 m 番目の誤差センサで観測される誤差信号 $E_m(k)$ の周波数スペクトルは

$$E_m(k) = D_m(k) + \sum_{i=1}^L C_{mi}(k) Y_i(k)$$

$$Y_i(k) = \sum_{j=1}^J H_{ij}(k) X_j(k)$$

となる。ただし、 k は周波数ビンを表す。また、誤差信号スペクトルを要素とする $M \times 1$ の誤差信号ベクトルは

$$\begin{aligned} \mathbf{e}(k) &= \mathbf{d}(k) + \mathbf{C}(k) \mathbf{y}(k) \\ &= \mathbf{d}(k) + \mathbf{C}(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{x}(k) \end{aligned}$$

となる。ここで、 $\mathbf{d}(k)$ は $M \times 1$ の制御対象信号スペクトルのベクトル、 $\mathbf{y}(k)$ は $L \times 1$ の制御信号スペクトルのベクトル、 $\mathbf{x}(k)$ は $J \times 1$ の参照信号スペクトルのベクトルである。このとき CASE(J, L, M) システムの二乗平均誤差を

$$J(k) = E[\mathbf{e}^T(k) \mathbf{e}(k)]$$

とすれば、この $J(k)$ を最小化するような騒音制御フィルタ行列 $\mathbf{H}(k)$ を求めればよいことが分かる。この際、 $J(k)$ の最小値を与える騒音制御フィルタベクトル $\mathbf{h}(k)$ は

$$\mathbf{h}(k) = -E[\mathbf{R}^T(k) \mathbf{R}(k)]^{-1} E[\mathbf{R}^T(k) \mathbf{d}(k)]$$

と一意に決定できる。ここで、

$$\begin{aligned} \mathbf{h}(k) &= [H_{11}(k) \ \cdots \ H_{L1}(k) \ H_{12}(k) \ \cdots \ H_{L2}(k) \ \cdots \ H_{1J}(k) \ \cdots \ H_{LJ}(k)]^T \\ \mathbf{R}(k) &= [\mathbf{r}_1^T(k) \ \mathbf{r}_2^T(k) \ \cdots \ \mathbf{r}_M^T(k)]^T \\ \mathbf{r}_m(k) &= [R_{m1}(k) \ \cdots \ R_{mL}(k) \ R_{m12}(k) \ \cdots \ R_{mL2}(k) \ \cdots \ R_{m1J}(k) \ \cdots \ R_{mLJ}(k)]^T \end{aligned}$$

である。ここで、騒音制御フィルタベクトル $\mathbf{h}(k)$ は騒音制御フィルタ行列 $\mathbf{H}(k)$ のすべての要素を含んでいる。また、 $R_{mj}(k)$ は二次経路行列 $\mathbf{C}(k)$ の ml 要素である $C_{mj}(k)$ で j 番目の参照センサによって検出された入力信号 $X_j(k)$ をフィルタリングすることによって得られるフィルタドリファレンス信号である。

この最小値を実現する制御フィルタ行列は、瞬時二乗誤差を新たに評価関数とすることで MEFX (Multiple Error Filtered-X) -LMS アルゴリズム²⁾ により逐次的に求めることができる。MEFX-LMS アルゴリズムは Filtered-X アルゴリズムのマルチチャネルへの拡張であるため、Filtered-x アルゴリズムが有する問題をそのまま引き継ぐことになる。また、二次音源及び誤差センサの数が増えるに従い二次経路モデルおよび騒音制御フィルタが増大するため演算量は非常に莫大となる。演算量削減の試みとしては ES-LMS (Error Scanning LMS) があり、この方法では複数の誤差センサのうち一つもしくは少数の誤差センサのパワーを順次最小化することにより演算量の削減を行っている。

また、マルチチャネルシステムにおいても周期性騒音を対象としたアルゴリズムも提案されており、自動車内の車室内騒音へ適用された MTSFX (Multi-Timing Synchronized Filtered-X) アルゴリズムや DXHS をマルチチャネルに拡張したアルゴリズムなどがある。

■2群 - 6編 - 6章

6-3 アクティブコントロールの実現技術

(執筆者：西村正治・梶川嘉延) [2011年11月受領]

ANCを実現するに当たり、以下のような制約や課題を理解しておく必要がある。

(1) 物理的配置

ANCを実現するに当たり最も重要なことは、図6・2のどのようなメカニズムを用いてどこかの音場を静かにするかを明確にすることである。そのために、どこに二次音源を設置し、どこに誤差マイクロホンを設置するかを決定する。そのとき、当然次項に示すどのようなアルゴリズムによる制御が可能かなどを考慮しておく必要がある。特に空間の音場を制御しようとする場合、音源の近くに二次音源を設置し発生音響パワーを低減できれば最も効果的であるが、それが不可能な場合は、受音点付近の局所音場を制御したり、音場境界を制御したりすることが必要である。

(2) 制御手法

制御アルゴリズムとしては、6-2節に示すようにフィードバック制御とフィードフォワード制御がある。フィードバック制御の場合、大きな減音効果を得るためにはフィードバックゲインを大きくする必要があるが、その場合、システムが不安定になる懸念があり、安定性に十分配慮したロバスト設計が必要である。フィードバック制御は周期音や狭帯域ランダム音の制御には有利であるが、広帯域化を図るためには、一巡伝達関数の位相の回転を抑えるため、誤差マイクロホンを二次音源のすぐ近くに設置する必要がある。フィードバック制御がイヤーマフラーや音場の境界制御に用いられているのはこのためである。

音場の制御の場合、フィードフォワード制御がよく用いられる。この場合の典型的な配置を1次元のFiltered-X-LMSアルゴリズムの場合を例にとり図6・6に示す。ここで、ANCを実現するためには次のような問題をクリアする必要がある。

- **コヒーレンス**：フィードフォワード制御で減音できるのは誤差マイクロホンで検出する信号のうち、参照信号とコヒーレンスのある成分のみである。局所的に発生する圧力変動や別の音源からの音は低減できない。常に両者のコヒーレンスをモニターしながらチューニングする必要がある。
- **因果律**：フィードフォワード制御では参照マイクロホンで検出した信号に基づいて制御信号を作成するため、その音が二次音源から放射され誤差マイクロホンに到達する前に一次音が到達していたら制御が間に合わず減音できない。つまり、音の伝搬経路を把握した上で、参照マイクロホンと二次音源は因果律を満足するだけ距離をとって設置する必要がある。また、コントローラの演算速度や、アンチエイリアジングフィルタによる時間遅れなども配慮する必要がある。短い距離で因果率を満足するためには、サンプリング周波数をできるだけ高くしたり、二次音源として追従性のよいスピーカを選定するなどの工夫が必要になる。
- **ハードウェア**：ハードウェアとしては、マイクロホン、スピーカ、コントローラが重要な要素である。特にスピーカの選定は重要であり、制御対象とする音をキャンセル消音

するために、制御周波数全域にわたって、対象音を上回って発音することが必要である。ANC は一般に低周波音の消音に有効といわれているが、スピーカで低周波音を発生することも難しい。ANC の実現に当たっては、許容スペース、スピーカの大きさなどを十分に考慮し、制御可能な周波数帯域を決めていく必要がある。このとき制御周波数スペクトルをフィルタでシェーピングしたりするが、フィルタによる位相遅れなどにも注意が必要である。

コントローラとしてはアナログコントローラまたはデジタルコントローラが用いられる。安価に仕上げるためにはアナログが有利であるが、ファインチューニング、適応制御は難しく、フィードバック制御に用いられる程度である。デジタルコントローラとしては、汎用の DSP (Digital Signal Processor) がよく用いられるが、演算の高速化のため、種々の工夫がなされる¹⁾。また多チャンネルシステムの場合は演算量が加速度的に増加するが、その対応として、コントローラのモジュール化が行われる。モジュール化はコントローラだけでなく、マイクロホン、二次音源、コントローラを一つのモジュールとして、それを複数個設置するだけで ANC を実行する分散制御システムも広く用いられるようになってきた¹⁾。

- その他：図 6・3 の ANC を実行するに当たって、ほかに次のような注意が必要である。
 - a) 二次経路 (C) やハウリング経路 (F) が変化する場合に、それを適応推定し更新するアルゴリズムを組み込む。
 - b) A/D, D/A のビット数を有効に活用するためのアンプ増幅率調整を適正化する。音圧レベルが大きく変化する場合は、アンプの自動調整機能も組み込む。
 - c) 各 FIR フィルタのフィルタタップ長を、サンプリング周波数を鑑みて、各伝達経路の残響特性を十分再現できる長さに設定する。
 - d) LMS アルゴリズムのステップサイズパラメータを、収束の早さ、安定性を考慮しつつ適正に選ぶ。また必要に応じパリアブルステップサイズパラメータを採用する。

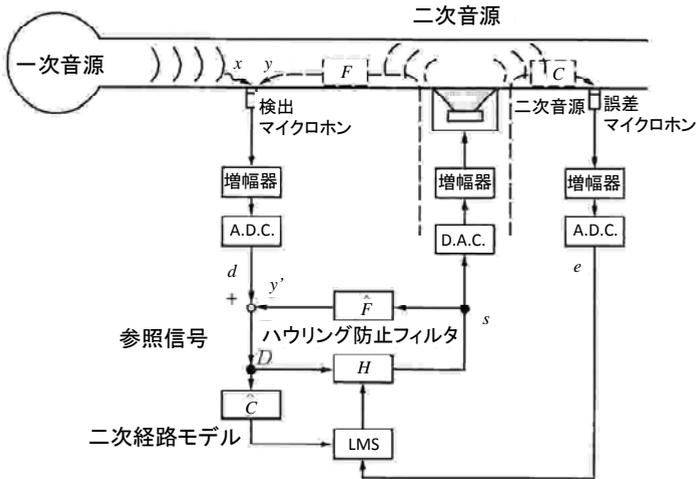


図 6・6 典型的な 1-1-1 Filtered-X-LMS システム¹⁾

■参考文献

- 1) 西村正治, 宇佐川毅, 伊勢史郎, “アクティブノイズコントロール,” コロナ社, 2006.
- 2) P. A. Nelson and S. J. Elliott, “Active Control of Sound,” Academic Press, 1992.
- 3) C. H. Hansen and S. D. Snyder, “Active Control of Noise and Vibration,” E & FN SPON, 1997.
- 4) S. M. Kuo and D. R. Morgan, “Active Noise Control Systems,” John Willy & Sons, 1996.
- 5) S. J. Elliott, “Signal Processing for Active Control,” Academic Press, 2001.
- 6) M. T. Akhtar, M. Abe, M. Kawamata, “A new variable step size LMS algorithm-based method for improved online secondary path modeling in active noise control systems,” IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, vol.14, no.2, pp.720-726, Mar. 2006.
- 7) A. Carini and S. Malatini, “Optimal variable step-size NLMS algorithms with auxiliary noise power scheduling for feedforward active noise control,” IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, vol.16, no.8, pp.1383-1395, Nov. 2008.
- 8) 藤井健作, 棟安実治, 大賀寿郎, “誤差経路フィルタ係数の推定を要しない連立方程式法による 能動騒音制御,” 電子情報通信学会論文誌 A, vol.J82-A, no.3, pp.299-305, Mar. 1999.
- 9) K. Fujii, S. Hashimoto, M. Muneyasu, “Application of a Frequency Domain Processing Technique to the Simultaneous Equations Method,” IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, vol. E86-A, no. 8, pp. 2020-2027, Aug. 2003.
- 10) 梶川嘉延, 野村康雄, “2次経路モデルを必要としないアクティブノイズコントロールシステム,” 電子情報通信学会論文誌 A, vol.J82-A, no.2, pp.209-217, Feb. 1999.
- 11) Y. Kajikawa and Y. Nomura, “Frequency Domain Active Noise Control System without a Secondary Path Model via Perturbation Method,” IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, vol.E84-A, no.12, pp.3090-3098, Dec. 2001.
- 12) F. Jiang, H. Tsuji, H. Ohmori, A. Sano, “Adaptation for active noise control,” IEEE Control Systems Magazine, vol.17, no.6, pp.36-47, Dec. 1997.
- 13) D. Zhou and V. DeBrunner, “A new active noise control algorithm that requires no secondary path identification based on the SPR property,” IEEE Transactions on Signal Processing, vol.55, no.5, pp.1719-1729, May 2007.
- 14) M. Wu, G. Chen, and X. Qiu, “An improved active noise control algorithm without secondary path identification based on the frequency-domain subband architecture,” IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, vol.16, no.8, pp.1409-1419, Nov. 2008.
- 15) X. Sun and S.M. Kuo, “Active narrowband noise control systems using cascading adaptive filters,” IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, vol.15, no.2, pp.586-592, Feb. 2007.
- 16) S. Kuo, S. Mitra, and W.S. Gan, “Active noise control system for headphone applications,” IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol.14, no.2, pp.331-335, Mar. 2006.