周期性騒音に対するアクティブ騒音制御の検討*

(モデル化誤差に対するロバスト性の検討)

中村 満^{*1}, 佐々木 実^{*2}, 藤澤 二三夫^{*3}
隅田 勲^{*4}, 山田 泰稔^{*5}, 柴田 清誠^{*5}

Study on Active Noise Control of Sinusoidal Noise

(Robustness for Modeling Error)

Mitsuru NAKAMURA, Minoru SASAKI, Fumio FUJISAWA,
Isao SUMIDA, Yasunori YAMADA and Kiyosei SHIBATA

We describe a design method of evaluating robust stability of a filtered-x type adaptive notch filter which can be executed by performing only a few calculations for periodic noise such as engine noise. The algorithm needs to obtain the identification model of the acoustic transfer function by using different notch filter for each control frequency. However, a modeling error increases in the frequency range where both gain and phase of the acoustic transfer function varies largely, so that leads to an instability. For the purpose of maintaining stability, we propose a method that classifies a modeling error into gain error and phase error and stabilizes the system by evaluating allowable limit for each error in all control frequency range. Theoretical analyses and computer simulations based on introduced equations reveal the following. Even if gain error exists, the system can be stabilized by adjustment of the step size parameter. On the other hand, even if phase error exists, the system can be controlled in a stable manner by obtaining all identification models at frequency intervals where phase deviation is less than 90 degrees. Moreover, the design method of guaranteeing robust stability can be developed clearly in the paper.

Key Words: Noise, Identification, Stability, Active Noise Control, Adaptive Notch Filter, Robustness, Modeling error, Acoustic Transfer Function, Phase, Gain

1. 結 言

発生する騒音に対して逆位相の制御音を生成して干渉させるアクティブ騒音制御は、騒音の有力な低減手法として注目を集めるようになってきている。この展開は、エレクトロニクス技術の急速な発展により DSP などの高速演算素子が登場し、当初実用的でないと考えられていた高度な制御理論の応用が可能になったことが背景にある。これにより、遮音材の使用による静音化のような従来の受動的方法では実現できないレベルの低騒音化が可能になっている。

騒音のアクティブ制御に関しては、現在まで多数の論文が報告され、制御対象の特性に応じて制御ア

ルゴリズムもいくつか提案されている。一方、本論文で特に制御対象とするのは、自動車のエンジン騒音のように周期性を有する騒音である。一般に、車室内に発生するエンジン騒音は、エンジンの回転周波数に同期して発生する周期的加振力が車体に伝達されて発生する周期性の振動放射音の割合が大きい。例えば、4気筒のディーゼルエンジンの場合には、エンジン回転数の2倍の周波数の回転2次成分、及びその高調波成分(4次、6次及び8次など)が大きい⁽¹⁾。

このような周期性騒音に対して、筆者らは、低価格の汎用8ビットマイコンで制御が可能な小演算量型アルゴリズムについて検討を進めてきた。そして、エンジン回転に同期した基本周波数を持つ騒音に対しては、フィルタードx型適応ノッチフィルタを用いた方式⁽²⁾⁽³⁾が適していると判断し、シミュレーション検討を通じて収束性、安定性など制御特性を明らかにしてきた⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

ところで、フィルタードx型のアルゴリズムを用

* 原稿受付 1996年11月22日。

^{*1} 正員、(株)日立製作所 自動車機器事業部(〒312 ひたちなか市高場 2520)。

^{*2} 正員、岐阜大学工学部(〒501-11 岐阜市柳戸 1-1)。

^{*3} 正員、八戸工業大学工学部(〒031 八戸市大字妙字大開 88-1)。

^{*4} 正員、中部大学工学部(〒487 春日井市松本町 1200)。

^{*5} 学生員、岐阜大学大学院。

いたアクティブ騒音制御においては、制御用スピーカの出力信号とエラーマイクロフォンにより検出した音圧信号を用いてその間の音響伝達関数を同定し、適応フィルタ更新時に用いている⁽⁴⁾。このような同定作業は、制御しながら同時にオンライン同定を行うような場合⁽⁶⁾を除き、通常は騒音制御を実行する以前に実施される。実際の車両における同定では、騒音が存在しないか、存在しても騒音レベルが低い音環境下(例えば、アイドリング時など)において、制御スピーカより同定音を出力して実行する。

ここで、フィルタードx型適応ノッチフィルタでは、前述した音響伝達関数を各周波数に対応したノッチフィルタの形で求めている。このために、同定には単一周波数の正弦波音が用いられている。したがって、制御周波数がある周波数帯域内で変化する場合には、周波数 f をスイープさせながら、各周波数 f での音響伝達系のノッチフィルタを求めることになる。

しかしながら、現実的には、連続的に変化する音響伝達関数に対して、ノッチフィルタによる同定値は離散化された周波数での値しか求めることができない。このことから、同定した周波数の間の周波数で制御する場合、フィルタ更新には、その周波数に最も近い周波数での同定値を近似値として用いることになる。

一方、同定した周波数の間で音響伝達関数の位相やゲインが大きく変化してしまう領域では、その近似誤差が増大し制御系が不安定になってしまう場合も考えられる。これを避けるためには、同定する周波数間隔を非常に細かく設定するか、上下の同定周波数での同定値から制御周波数での値を補間により求める方法がある。しかしながら、前者は多数回の同定が必要になり、後者は演算量の増大を招くため、いずれも実用的に見て好ましい方法ではない。

そこで、本論文では、同定によりノッチフィルタ

の形でモデル化した音響伝達関数(以下、音響伝達ノッチフィルタと呼称する)に一定の誤差が含まれている場合を考え、誤差に対するシステムの安定限界をシミュレーションにより明らかにする。そのうえで、よりロバストな制御システムの設計手法を得ることを試みる。

2. フィルタードx型適応ノッチフィルタ

図1は、1入力1出力のフィルタードx型適応ノッチフィルタ⁽⁴⁾によるアクティブ騒音制御システムのブロック線図を示している。図において、まず、入力信号として振幅 A 、位相 ϕ の余弦波(周期信号)を考える。

$$s(n) = A \cdot \cos(2\pi f n + \phi) \quad \dots\dots\dots (1)$$

入力信号 $s(n)$ の1周期を $4m$ パルスで検出して基準信号 $x(n)$ を生成する。 $A=1, \phi=0$ としたとき、サンプリング間隔は $T=1/4mf$ であるので、

$$x(n) = \cos\left(\frac{\pi n}{2m}\right), \quad x(n-m) = \sin\left(\frac{\pi n}{2m}\right) \quad \dots\dots\dots (2)$$

となり、制御出力 $y(n)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} y(n) &= w_0 \cdot x(n) + w_1 \cdot x(n-m) \\ &= w_0 \cdot \cos\left(\frac{\pi n}{2m}\right) + w_1 \cdot \sin\left(\frac{\pi n}{2m}\right) \\ &= A_N \cdot \cos\left(\frac{\pi n}{2m} + \phi_N\right) \quad \dots\dots\dots (3) \end{aligned}$$

ここで、

$$A_N = \sqrt{w_0^2 + w_1^2}, \quad \phi_N = -\tan^{-1} \frac{w_1}{w_0}$$

Fig.1 Block diagram of control system

Fig.2 Block diagram of identification system

一方、フィルタ係数 w_0 , w_1 の更新式は、音響伝達ノッチフィルタ $\hat{c}$ の 2 個のフィルタ係数 $\hat{c}_0$, $\hat{c}_1$ を用いて、次式で表される。

$$\left. \begin{aligned} w_0(n+1) &= w_0(n) \\ &\quad - \alpha \cdot e(n) \cdot \left\{ \hat{c}_0 \cdot \cos\left(\frac{\pi n}{2m}\right) + \hat{c}_1 \cdot \sin\left(\frac{\pi n}{2m}\right) \right\} \\ w_1(n+1) &= w_1(n) \\ &\quad - \alpha \cdot e(n) \cdot \left\{ \hat{c}_0 \cdot \sin\left(\frac{\pi n}{2m}\right) - \hat{c}_1 \cdot \cos\left(\frac{\pi n}{2m}\right) \right\} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

また、フィルタ係数 $\hat{c}_0$, $\hat{c}_1$ の同定には次の更新式が用いられる。

$$\left. \begin{aligned} \hat{c}_0(n+1) &= \hat{c}_0(n) + \alpha_D \cdot e(n) \cdot \cos\left(\frac{\pi n}{2m}\right) \\ \hat{c}_1(n+1) &= \hat{c}_1(n) + \alpha_D \cdot e(n) \cdot \sin\left(\frac{\pi n}{2m}\right) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5)$$

ただし、 α_D は同定時の収束係数である。

ここで、制御出力 $y(n)$ が周期音であれば制御点での制御音信号 $d_c(n)$ も周期信号であるので、式(3)と同様、次式の関係が成立する。

$$\begin{aligned} d_c(n) &= \hat{c}_0 \cdot y(n) + \hat{c}_1 \cdot y(n-m) \\ &= \hat{c}_0 \cdot \{w_0 \cdot x(n) + w_1 \cdot x(n-m)\} \\ &\quad + \hat{c}_1 \cdot \{w_0 \cdot x(n-m) + w_1 \cdot x(n-2m)\} \\ &= \hat{c}_0 \cdot w_0 \cdot x(n) \\ &\quad + \{\hat{c}_0 \cdot w_1 + \hat{c}_1 \cdot w_0\} \cdot x(n-m) + \hat{c}_1 \cdot w_1 \cdot x(n-2m) \\ &= \hat{c}_0' \cdot \cos\left(\frac{\pi n}{2m}\right) + \hat{c}_1' \cdot \sin\left(\frac{\pi n}{2m}\right) \dots\dots\dots (6) \end{aligned}$$

ただし、

$$\begin{aligned} \hat{c}_0' &= A \cdot (\hat{c}_0 \cdot w_0 - \hat{c}_1 \cdot w_1) \\ \hat{c}_1' &= A \cdot (\hat{c}_0 \cdot w_1 + \hat{c}_1 \cdot w_0) \end{aligned}$$

式(6)の関係では、係数 $\hat{c}_0$, $\hat{c}_1$ が音響伝達関数 C の制御周波数でのフーリエ係数の関係になっていることに注目すべきである。したがって、すべての周波数での $\hat{c}_0$, $\hat{c}_1$ を求めることにより、音響伝達関数 C のすべての周波数での位相・振幅特性を求めることができる。

また、フィルタード x 型適応ノッチフィルタの更新に用いる収束係数 α 及び同定時の収束係数 α_D は、各々、次式で与えられる⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁷⁾。

$$0 < \alpha < \frac{2}{4m \cdot \{\hat{c}_0^2 + \hat{c}_1^2\}} \dots\dots\dots (7)$$

$$0 < \alpha_D < \frac{1}{2m} \dots\dots\dots (8)$$

3. モデル化誤差の評価方法

3.1 制御対象の特性 制御対象として図 3(a)に示すような車両の車室内を想定し、その音響伝達特性を調べる実験を行った。一例として、車両の助手席床下にスピーカ、助手席ヘッドレスト位置にマイクロフォンを設置し、発振器により発生させた正弦波スイープ信号をスピーカより出力し、マイクロフォンにより音圧を測定した。

このとき、発振器出力信号と音圧信号を FFT アナライザに取り込み、各周波数のフーリエ係数を求めた結果が図 3(b)であり、フーリエ係数 a_n を横軸、 b_n を縦軸にとり、500[Hz]まで 1.25[Hz]おきに 400 ポイントとって示している(式(6)の関係から、 a_n , b_n は音響伝達ノッチフィルタの係数 $\hat{c}_0$, $\hat{c}_1$ に等しい)。

図 3(b)に示す(a_n , b_n)の軌跡は、基本的に周波数 f の増加に従い反時計方向に回転していることがわかる。ここで、(a_n , b_n)と座標原点 O を結ぶ線が a_n 軸のなす角が位相であるから、低周波数から高周波数方向に向かって、音響伝達系の位相は一般的に遅れ方向に移動する。そして、共鳴周波数付近では、位相遅れが特に大きくなるとともに、ゲインが増大するので座標空間の外側方向に大きく膨らむ性質がある。

これに対して、反共鳴点(ディップ)を通過する際には、位相は進み方向、すなわち座標原点 O を右に見る時計方向に回転する。図中にいくつか存在する小さな円は、反共鳴点を通過する際の位相進みと考えられる。

(a) Experimental setup

(b) Locus of Fourier coefficients : (a_n, b_n)

Fig.3 Acoustic characteristics inside vehicle

3.2 モデル化誤差の評価 図 3(b)に示したような (a_n, b_n) の各周波数での連続的变化に対して、実際の制御では、多くの周波数で同定を行うのは難しい。また、必要なメモリの増大、条件判断の複雑化を招き、アルゴリズムを低価格の汎用 8 ビットマイコンに搭載することも難しくなる。したがって、制御に用いる音響伝達ノッチフィルタ $\hat{c}_0, \hat{c}_1$ は離散化された周波数での値しか求めることができない。これを近似値として用いた場合、周波数によっては、真値との誤差が大きくなり過ぎて不安定化する恐れもある。そこで、誤差の大きさに対するシステムの安定限界をまず明らかにし、よりロバストな制御系を設計する方法を探ることにする。

まず、周波数 f に対する音響伝達ノッチフィルタ $(\hat{c}_0(f), \hat{c}_1(f))$ は、図 3(b)のような軌跡を描く。ここで、図 4 に示すように、 $\hat{c}_0$ を横軸、 $\hat{c}_1$ を縦軸にとった位相空間上の点 $(\hat{c}_0(f), \hat{c}_1(f))$ を考える。 $(\hat{c}_0(f), \hat{c}_1(f))$ と座標原点 O を結ぶ線が $\hat{c}_0$ 軸となす角が位相であり、原点 O からの距離がゲインである。

Fig.4 Influence of modeling error

したがって、周波数 f での真値 $\hat{c}(\hat{c}_0, \hat{c}_1)$ のゲイン $|\hat{c}|$ を半径とする円周に対して、

(a) 径方向へ移動したときゲイン誤差

(b) 周方向へ移動したとき位相誤差

となる。

ここで、ノッチ型フィルタの真値 $\hat{c}(\hat{c}_0, \hat{c}_1)$ に対し誤差 $\delta(\delta_0, \delta_1)$ を含む $\hat{c}_s(\hat{c}_{s0}, \hat{c}_{s1})$ を考える。いま、適応ノッチフィルタ更新式(4)の右辺第 2 項に、 $\hat{c}_{s0} = \hat{c}_0 + \delta_0$ 、 $\hat{c}_{s1} = \hat{c}_1 + \delta_1$ を代入し、変形すると次式が得られる。

$$\begin{aligned} w_0(n+1) &= w_0(n) - \alpha' \cdot e(n) \cdot \left\{ \sqrt{\hat{c}_0^2 + \hat{c}_1^2} \cdot \cos\left(\frac{\pi n}{2m} + \xi\right) \right\} \\ w_1(n+1) &= w_1(n) - \alpha' \cdot e(n) \cdot \left\{ \sqrt{\hat{c}_0^2 + \hat{c}_1^2} \cdot \sin\left(\frac{\pi n}{2m} + \xi\right) \right\} \\ &\dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

及び、

$$\alpha' = \alpha \cdot \frac{(\hat{c}_0 + \delta_0)^2 + (\hat{c}_1 + \delta_1)^2}{\hat{c}_0^2 + \hat{c}_1^2} = \alpha \cdot \frac{|\hat{c}_s(f)|}{|\hat{c}(f)|} \quad \dots\dots (10)$$

$$\xi = -\tan^{-1} \frac{\hat{c}_1 + \delta_1}{\hat{c}_0 + \delta_0} \quad \dots\dots (11)$$

まず、位相のみ誤差の場合は、式(10)において $(\hat{c}_0 + \delta_1)^2 + (\hat{c}_1 + \delta_1)^2 = \hat{c}_0^2 + \hat{c}_1^2$ となるような場合である。これは、図 4 に示すように、 $\hat{c}_0$ を横軸、 $\hat{c}_1$ を縦軸にとった位相空間において、真値 $\hat{c}(\hat{c}_0, \hat{c}_1)$ のゲイン $|\hat{c}|$ を半径とする円周上を移動させた場合に相当する。

一方、ゲインのみ誤差の場合は、式(11)において $\xi = -\tan^{-1}\{(\hat{c}_1 + \delta_1)/(\hat{c}_0 + \delta_0)\} = 0$ となる場合である。これは、 $\delta_1 = k \cdot \hat{c}_1$ 、 $\delta_0 = k \cdot \hat{c}_0$ (k は定数)となる場合でこのとき、 $\alpha' = \alpha \cdot (1+k)$ となる。

これは、図 4 の位相空間上において、原点 O と真値 $\hat{c}(\hat{c}_0, \hat{c}_1)$ を結ぶ直線上で移動させた場合に相当し、

見かけ上の収束係数 α' が変化する。見かけ上の収束係数 α' は、原点Oに向かって移動する場合は小さくなり収束性が低下するが不安定化することはない。一方、外側に向かう場合は大きくなるため、安定限界式⁽²⁾による限界値を超えてしまうと発散する可能性がある。

ここで、式(9)の更新式に対して学習同定法⁽⁸⁾⁽⁹⁾を適用した場合について触れる。学習同定法では、入力信号の平均パワー σ^2 及びフィルタタップ数 N を用いて正規化を行うことから、誤差がない場合次式が成立する。

$$\sigma^2 = \|r(n)\|^2 = \left\| \left\{ \hat{c}_0 \cdot \cos\left(\frac{\pi n}{2m}\right) + \hat{c}_1 \cdot \sin\left(\frac{\pi n}{2m}\right) \right\} \right\|^2 = |\hat{c}(f)|^2 \quad \dots\dots\dots (12)$$

$$\left. \begin{aligned} w_0(n+1) &= w_0(n) - \frac{\alpha_L}{2|\hat{c}(f)|} \cdot e(n) \cdot \left\{ \hat{c}_0 \cdot \cos\left(\frac{\pi n}{2m}\right) + \hat{c}_1 \cdot \sin\left(\frac{\pi n}{2m}\right) \right\} \\ w_1(n+1) &= w_1(n) - \frac{\alpha_L}{2|\hat{c}(f)|} \cdot e(n) \cdot \left\{ \hat{c}_0 \cdot \sin\left(\frac{\pi n}{2m}\right) - \hat{c}_1 \cdot \cos\left(\frac{\pi n}{2m}\right) \right\} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (13)$$

ただし、 $N=2$, $\alpha_L(0 < \alpha_L < 2)$: 学習同定法の収束係数。
式(13)から明らかなように、ゲイン $|\hat{c}(f)|$ が小さくなる方

向に誤差 δ が生じた場合に見かけの収束係数が大きくなり不安定化する可能性がある。これは入力のパワーを実際より小さく見積もってしまうことから生じるものであり、フィルタードx型適応ノッチフィルタの場合と逆であることに注意を要する。

4. 位相誤差のシミュレーション検討

前章でゲイン誤差については、収束係数の設定の問題に帰着できることが明らかになった。本章では、位相誤差の大きさがシステムの安定性に与える影響についてシミュレーション検討する。シミュレーションは、図1、図2に示す1入力1出力の制御、同定ブロック線図をもとに、制御次数は1個とし、基準信号 $x(n)$ は1周期最小の4パルス($m=1$)とした。

制御システムの外側の物理系の計算のサンプリングについては、物理系の計算モデルの量子化誤差が制御系の応答に影響しないように十分大きい周波数に設定した(制御系が1周期4 m パルスであるのに対し28,800パルス($m=7200$)に設定)。また、音響伝達関数は今回は $H=C=1$ と単純化した。また、入出力のローパスフィルタは6次バターワース型フィルタとしカットオフ周波数は400[Hz]に設定した。

以上の条件で、まず、騒音周波数100, 200, 300及び400[Hz]について図2の同定システムブロック線

Fig.6 Stability limit and optimum value of step size parameter for phase error

図を用いて同定を実行し、各周波数での音響伝達フィルタ $\hat{c}(\hat{c}_0, \hat{c}_1)$ を求める。同定により得られた $\hat{c}(\hat{c}_0, \hat{c}_1)$ をゲイン $|\hat{c}|$ を用いて正規化し、 $\hat{c}(\hat{c}_0, \hat{c}_1)$ を得る。図 5 に、正規化した各周波数ごとの同定値を、単位円上の黒丸として示す。ここで、同定値 $\hat{c}(\hat{c}_0, \hat{c}_1)$ と原点 O を結ぶ線が $\hat{c}_0$ となす角が位相である。

一方、正規化された各同定値を基準として円周上を角度 $\Delta\theta$ 分だけ移動するようにモデル化誤差 $\delta(\delta_0, \delta_1)$ を与える。このため、シミュレーションでは、式(11)の ξ の値を変化させて、式(9)のフィルタ更新式を実行して収束係数 α の安定限界を評価した。

図 6(a)~(d)は騒音周波数 $f=100, 200, 300$ 及び $400[\text{Hz}]$ での、位相誤差 $\Delta\theta$ に対する収束係数 α の安定限界と最適値のシミュレーション結果である。まず、図 6(a),(b)の結果から、騒音周波数 $f=100$ 及び $200[\text{Hz}]$ においては、収束係数 α の安定限界値は位相誤差 $\Delta\theta=0[\text{deg}]$ のときが最も高く、 $\Delta\theta$ が大きくなるほど限界値は小さくなった。そして、 $\Delta\theta=\pm 90[\text{deg}]$ 以上の位相誤差がある場合は、収束係数 α をいくら小さくしても制御不可能となった。また、最適値についても、安定限界と同様に位相誤差がない場合が最も高くなっている。

(ここで、最適値とは、最終的にフィルタの更新が停止して安定状態に入る場合のうち、もっとも収束が早い場合の値を指している。)

一方、図 6(c),(d)の結果から、騒音周波数 $f=300$ 及び $400[\text{Hz}]$ のときは、安定限界が $\Delta\theta$ のプラス方向(遅れ方向)で大きくなり、 $\Delta\theta=0[\text{deg}]$ の左右対称の山形ピークが右に移動する結果となった(この傾向は $f=400[\text{Hz}]$ において特に著しい)。しかしながら、限界位相誤差が $\Delta\theta=\pm 90[\text{deg}]$ であることは同様であり、最適値に関しては $\Delta\theta=0[\text{deg}]$ のときが優れていることは変わらない。また、位相誤差は入力信号の平均パワーに影響しないことから、学習同定法においても、同様の挙動を示すと考えられる。

5. ゲイン誤差及び位相誤差を考慮した設計法

以上の検討をもとに、ゲイン誤差及び位相誤差を考慮したロバスト安定な適応ノッチフィルタの制御系設計法を考える。基本的には、フィルタのゲイン及び位相が激しく変化するところでは、同定の周波数間隔を細かくしあまり変化しない周波数域では間隔を粗くすればよい。さらに、ロバスト性を向上させるため次のように考える。

今、ある周波数区間 $f_m - \Delta f \sim f_m + \Delta f$ の間での制御に用い

る音響伝達ノッチフィルタを周波数 f_m での同定値 $\hat{c}(f_m):(\hat{c}_0(f_m), \hat{c}_1(f_m))$ で代表させる場合を考える。この区間内の f_m を除く任意の点で制御する場合には誤差が存在する。この誤差を式(9)~(11)をもとにゲイン誤差と位相誤差に分離する。

まず、ゲイン誤差の大きさの評価については、次のように考える。いま、周波数区間 $f_m - \Delta f \sim f_m + \Delta f$ でのフィルタゲインの最大値を $|\hat{c}(f_{\max})|$ とし、周波数 f_m では $|\hat{c}(f_m)|$ とする(同定により実際に求めてあるのは $|\hat{c}(f_m)|$ のみである)。ここで、周波数区間 $f_m - \Delta f \sim f_m + \Delta f$ においては、式(10)より、

- $|\hat{c}(f)| < |\hat{c}(f_m)|$ では見かけの収束係数 α' は小。
- $|\hat{c}(f)| > |\hat{c}(f_m)|$ では見かけの収束係数 α' は大。

となることがわかる。一方、収束係数の安定限界は式(7)よりフィルタのパワー $\hat{c}(f)^2 = \hat{c}_0(f)^2 + \hat{c}_1(f)^2$ に反比例する。したがって、前者の場合では収束が遅くなるものの不安定になることはないが、後者の場合では式(7)の安定限界を超えて発散する可能性がある。

ここで、同定を行う際の正弦波音のスイープ出力時に、制御周波数帯域での音圧レベル(SPL)をマイクロフォンにより測定することを考える。周波数全域で細かく同定を行うことは多大の演算と時間を要するが、SPL 自体は簡単に測定可能である。測定の結果、周波数区間 $f_m - \Delta f \sim f_m + \Delta f$ での SPL の最大値を $(SPL)_{\max}$ 、周波数 f で $(SPL)_m$ の値が得られたとする。入力信号レベルが一定であれば、各周波数での大きさはフィルタのゲイン $|\hat{c}(f)|$ に比例していると考えられる。そこで、そのゲイン比

$$k_{\max} = \frac{|\hat{c}(f_{\max})|}{|\hat{c}(f_m)|} = \frac{(SPL)_{\max}}{(SPL)_m} (\geq 1)$$

を求める。そして、 $k_{\max}$ を用いて $\alpha' = \alpha/k_{\max}$ と修正することで安定性を保証できる。

また、前述した学習同定法では、フィルタゲイン $|\hat{c}(f)|$ が小さくなる場合に見かけの収束係数 α_L が大きくなる。そこで、学習同定法を用いる場合には、SPL の最小値 $(SPL)_{\min}$ から、そのゲイン比

$$k_{\min} = \frac{|\hat{c}(f_{\min})|}{|\hat{c}(f_m)|} = \frac{(SPL)_{\min}}{(SPL)_m} (\leq 1)$$

を求め、 $k_{\min}$ を用いて $\alpha_L' = k_{\min} \cdot \alpha_L$ と修正すればよい。

次に、位相誤差の評価については、真値との位相誤差が $90[\text{deg}]:\pi/2$ 以内であれば発散しないという事実に基づき、次のようにロバスト性を保証する。図 7 に示すように $\hat{c}(\hat{c}_0, \hat{c}_1)$ の座標空間を考えたとき、位相誤差が $\pi/2$ 以内という条件は、少なくとも同定値と真値が同一象限内にあれば安定性を保証できることを意味している。したがって、必要な情報は周波数区間 $f_m - \Delta f \sim f_m + \Delta f$

Fig. 7 Location of cross-axial frequency

がどの象限内に存在しているかということのみである。これは周波数を変化させたとき、 $(\hat{c}_0, \hat{c}_1)$ の片方の値が0になる、すなわち、 $\hat{c}_0$ 軸、 $\hat{c}_1$ 軸の座標軸を交差する周波数をあらかじめ調べておくことで判定することができる。例えば、ある周波数 f_L において

$$(\hat{c}_0(f_L) = 0, \hat{c}_1(f_L) > 0)$$

であれば、周波数 f_L は第1象限と第2象限の境界に位置する軸交差点であると判定される。

この判定は低周波数から高周波数に向かって、あるいは高周波数から低周波数に向かって同定する際に、符号の変化から漸近的に求めることができる。したがって、位相が急激に変化し符号が頻繁に変化する周波数区間では同定する周波数ポイントは多くなり、位相があまり変化しない周波数域では同定ポイントは少なくなる。

ここで、位相誤差は許容範囲内($\pi/2$)以内にあることが保証できればよいので、交差周波数をあまり厳密に求める必要はない。ある程度0に近い値をとった周波数を、交差周波数であると判定すれば、比較的少ない試行回数で必要な交差周波数をすべて見いだすことは可能である。また、図3(b)のように位相進みによる回転の存在のため、他の象限に入ったものがまた戻ってきて、局所的に2個以上の交差周波数が連続する場合も考えられる。しかしながら、この間の位相誤差は小さいので、いずれか1つのポイントのみ押さえておけば十分である。

6. 結 言

本研究では、自動車のエンジン騒音など周期性騒音を対象としたアクティブ騒音制御のアルゴリズムを検討した。採用したフィルタードx型適応ノッチ型アルゴリズムにおいて、音響伝達フィルタにモデル化誤差が存在する場合のロバスト安定性について評価し、以下の結論を得た。

- (1) 音響伝達フィルタ $\hat{c}(\hat{c}_0, \hat{c}_1)$ に含まれるモデル化誤差はゲイン誤差と位相誤差に分けて評価できる。
- (2) ゲイン誤差に対するロバスト安定性は、収束係数 α の安定限界式に帰着して考えることが可能であり、音圧レベル(SPL)から収束係数を修正する大きさを推定できる。
- (3) 位相誤差に対するシミュレーション結果から、位相誤差 $\Delta\theta = \pm 90$ [deg]以下であれば安定化が可能である。これをもとに、 $(\hat{c}_0, \hat{c}_1)$ の周波数変化に対して軸を交差する周波数を判定することにより、ロバスト安定性を保証できる方法が提案できる。

文 献

- (1) 中田・外崎・山下, ハーフ次エンジン振動の発生メカニズム, 自動車技術, 49-6(1995), 59.
- (2) B.Widrow and S.J.Sterns, Adaptive Signal Processing, (1985), 317, Prentice-Hall, New-York.
- (3) K.Ito and H.Hamada, Filtered-x Adaptive Notch Filter for Active Control of Noise and Vibration, Proc. 2nd Int. Conf. Motion and Vibration Control (1994), 428.
- (4) 中村・ほか5名, 周期性騒音に対するアクティブ騒音制御の検討, 機論, 63-606, C (1997-2), 423.
- (5) 塚原・ほか5名, 周期性騒音に対するアクティブ騒音制御の検討, 機講論, No.961-1 (1996), 85.
- (6) S.M.Kuo, M.Wang and K.Chen, Active Noise Control System with Parallel On-Line Error Path Modeling algorithm, Noise Control Engineering Journal, Vol.39, No.3 (1992). Vol.39, 119.
- (7) S.ヘイキン著, 武部 幹 訳, 適応フィルタ入門, (1987), 115, 現代工学社.
- (8) 辻井・ほか3名, 適応信号処理 (1995), 70, 昭晃堂.
- (9) 宇佐川・ほか3名, 有色雑音駆動時の収束特性を考慮した適応アルゴリズム, 信学技報, EA91-35(1991-7).