

エンジンこもり音低減のための アクティブ騒音制御システムの開発

Development of Active Noise Control System for Engine Booming Noise

井上 敏 郎*
Toshio INOUE
箕 輪 聡*
Satoru MINOWA

高 橋 彰*
Akira TAKAHASHI
佐 野 久*
Hisashi SANO

要 旨

エンジンこもり音低減を目的とした従来のアクティブ騒音制御技術は演算負荷の高い畳み込み演算処理が用いられるため、DSP(Digital Signal Processor)などの高価な演算プロセッサが必要となり、コストの点で課題があった。そのため、自動車の振動騒音対策への適用事例は少なかった。

本研究では、エンジンこもり音が狭帯域騒音であることに着目し、演算量を大幅に削減する制御アルゴリズムを構築した。これにより、適応信号処理を用いながらも安価なコントローラで実現する手法を開発した。更に、オーディオシステムとの統合化により、従来の課題を改善する事が出来た。

本研究にて開発したシステムは、V6可変シリンダーエンジンを搭載した新型車輛の気筒休止時に発生するこもり音の改善のために、アクティブコントロールエンジンマウントシステムとともに適用され、燃費と商品性の両立を実現した。

ABSTRACT

Active noise control technology for booming noise has an issue in a balance between cost and performance, because it needs expensive high-performance processor as DSP for the purpose of many convolution operations. As a result, there are few applications of this type of technology to reduce booming noise.

The purpose of this paper is to propose a new algorithm significantly reducing the amount of arithmetic operations by focusing on the fact that booming noise is a narrow band noise. This algorithm enables us to employing inexpensive controller although adaptive signal processing is utilized. Also, the integration of this system with an audio system further improves the balance of cost and performance.

The system developed in this study has been applied in combination with an active control engine mount system to reduce booming noise generated in three-cylinder operation by a new model vehicle fitted with a new V6 engine provided with cylinder on demand, resulting in the achievement of excellent fuel economy and NV performance.

1. まえがき

自動車の燃費向上の要求はますます高くなり、それに伴い、車体の軽量化と合わせ、パワープラントに対する燃費向上のための新技術も研究が進められている。また、商品性の向上として振動騒音の性能向上の要求も高まっている。しかし、振動騒音の対策には、従来のパッシブ対策では車体重量の増加を伴うことが多く、燃費向上という要求と相反することが多い。これらの要求を高次元で両立させる技術としてアクティブ騒音制御(Active Noise Control: 以下 ANC)技術がある⁽¹⁾。この技術は、打ち消し音をスピーカより発生し、騒音と打ち消し音を干渉させることでパッシブ対策で

は達し得ない騒音低減を図る技術であり、重量増加の非常に少ないシステムを構築することができる。

筆者らは、フィードバック制御理論に基づき周波数が固定である低周波ロードノイズを低減するシステムを、コストの点で有利であるアナログ回路により実現し、オーディオと統合化したシステムとして量産車に反映した⁽²⁾。本研究においては、エンジン回転数の変化に追従して周波数が変化するエンジンこもり音を対象とする。従来から提案されているこもり音制御技術⁽³⁾は、畳み込み演算を用いるため演算量が多く、DSP(Digital Signal Processor)などの高性能・高コストな演算プロセッサが必要となり、性能に対するコストが課題であった。

*栃木研究所

本研究の目的は、エンジンこもり音が狭帯域騒音であることに着目することで演算量を大幅に削減する制御アルゴリズムを構築し、オーディオとの統合化を進めることで課題であるコストと性能のバランスを改善することである。

なお、本研究にて開発したオーディオ統合化 ANC システムは、V6可変シリンダーエンジンを搭載した新型車両において、気筒休止状態での走行時に発生するエンジンこもり音を改善するために標準装備として適用され、燃費と商品性を高次元で両立させることを可能にした。

2. 概要

2.1. エンジンこもり音の特徴

Fig. 1 に緩加速時の室内音を示す。図において、横軸が時間、縦軸が周波数であり、図中央の騒音の高い部分がこもり音である。加速時のこもり音成分は、エンジン回転に同期して周波数が高くなると同時に、瞬時には周波数幅の非常に狭い騒音であることが確認できる。狭帯域騒音であるということは Fig. 2 に示すように正弦波に近い騒音波形を示すということであり、これを低減するための打ち消し音も正弦波に近い波形となることがわかる。

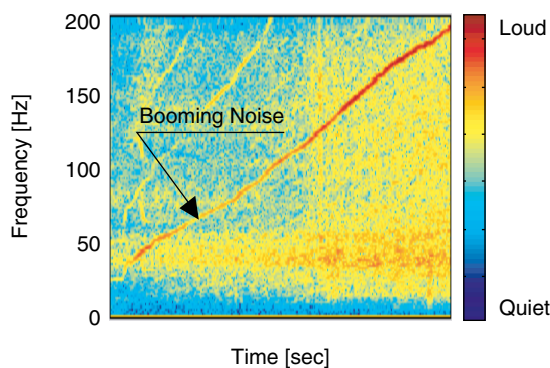


Fig. 1 Contour map of noise inside cabin

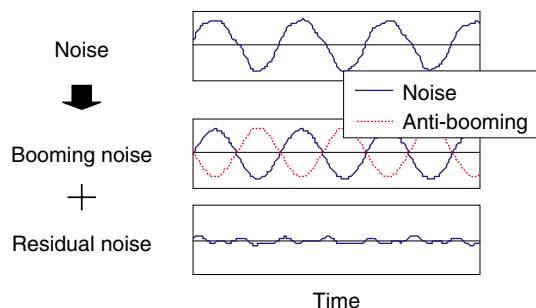


Fig. 2 Time domain signal of noise inside cabin

2.2. システムの概要

Fig. 3 にシステムの構成を示す。この図に示すように、インストルメントパネル内に配置した ANC コントロールユニット (Electronic Control Unit: 以下 ANC-ECU) とリアト

レイに配置したマイクロホンユニット、打ち消し信号の入力端子を設けたオーディオヘッドユニットおよびオーディオと共用したスピーカから構成される。ANC-ECUにはマイクロホンを内蔵してあるため、2つのマイクロホンをもつシステムとなる。ANC-ECU への入力信号は、電源の他に、エンジン回転を検出するための回転パルス信号 (NeP) とリアマイクロホンユニットからのリア席近傍の騒音信号であり、出力信号は、両フロントドアに配置されたスピーカを駆動するための信号とリアトレイに配置された両スピーカを駆動するための信号である。本システムは、2つのマイクロホンからの騒音信号の二乗値が最小になるように動作する適応フィードフォワード制御^{(4), (5)}である。すなわち、エンジン回転信号を基に制御周波数を算出し、それに同期した基準信号を内部生成し、適応デジタルフィルタを用いて打ち消し音を作成する。

オーディオとの統合化については、オーディオシステムとメインアンプ及びスピーカを共用する構成とした。また、本システムは、可変シリンダーシステムを採用した新V6エンジンに適用するため、気筒休止信号 (Stop Cylinder Pulse: 以下SCP) の入力回路および動作チェックのためのオーディオとの通信機能を付加した。

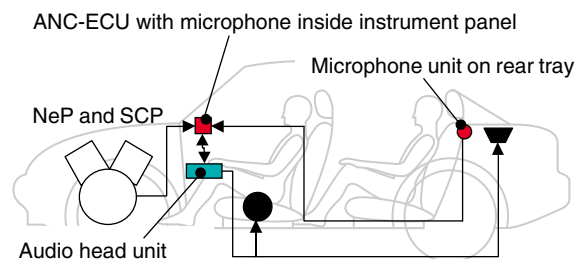


Fig. 3 On-board system configuration

3. 制御技術

3.1. 従来の制御アルゴリズムの課題

Fig. 4 に従来から一般的に用いられる Filtered-reference LMS (以下、F-R LMS)^{(4), (5)} によるこもり音制御のためのブロック線図を示す⁽³⁾。この制御アルゴリズムは、エンジン

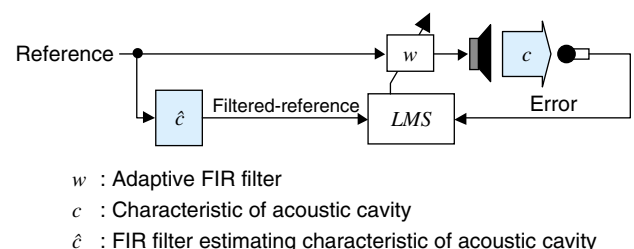


Fig. 4 Block diagram of filtered-reference LMS

回転に同期した正弦波を基準信号として生成し、適応 FIR (Finite Impulse Response) フィルタ w によりその位相と振幅を変換して出力する。適応 FIR フィルタ w は、事前にパラメータとして保有する車室内の音響特性をモデル化した FIR フィルタ $\hat{c}$ を用いて車室内に配置されたマイクロホンにより検出される誤差信号 e の二乗値が最小になるように逐次更新される。以下にこのアルゴリズムが有する課題を示す。

(1) 高価な演算プロセッサが必要であるという課題

この制御法はベクトルのかけ算に相当する畳み込み演算 (FIR フィルタ演算) を多用するために演算量が多く、そのため、演算能力の高いプロセッサを必要とする。たとえば、音響特性 $\hat{c}$ を 128 タップでモデル化した場合、サンプル間隔毎に 128 回の掛け算と 127 回の足し算が必要となる。また、適応フィルタの畳み込み演算も必要であり、更に、スピーカおよびマイクロホンを複数持つシステムを構築する場合を考えると、演算量が非常に多い制御アルゴリズムであることがわかる。これに加え、エンジン回転に高速で追従するために、サンプリング周波数をできるだけ高くすることが求められることから、DSP など高性能・高コストな演算プロセッサが必要となる。

(2) 低周波領域のモデル化精度に関する課題

音響特性 $\hat{c}$ を FIR フィルタによりモデル化するため、実際のインパルス応答に対してタップ長が短いと、低周波領域のモデル化精度が悪くなる。たとえば、サンプリング周波数を 3 kHz で動作させるシステムにおいて、音響特性を 128 タップでモデル化した場合、モデルの周波数分解能 Δf は 23.4 Hz となり、40 ~ 50 Hz などの低い周波数に対する音響モデルの精度が低下するため、制御効果は小さくなる。したがって、低周波騒音を制御する際には、サンプリング周波数を下げるかモデル化のためのタップ数を増やす必要が生じるが、前者はエンジン回転への追従性が低下するという課題が、また、後者は演算負荷が増加するという課題が残る。

3.2. 演算量の削減

3.2.1. 演算量削減のための基本理論

こもり音を複素平面上に表示し Fig. 5 に示す。2.2. で述べたように、こもり音は正弦波事象であるため、こもり音の打ち消し音は複素平面上では A と B という 2 つの値で表現できる。これは、実軸と虚軸に相当する直交した基準信号である RX 信号と RY 信号を用いれば、打ち消し音を作成するための信号は、 RX 信号の振幅を A 、 RY 信号の振幅を B とすることで作り出せることに相当する。なお、 RY 信号は RX 信号に対し 90° 位相が進んでいることを考慮し、実軸を RX 信号、虚軸を RY 信号として図中に示した。本手法においては、直交した信号の振幅に相当する適応ノッチ

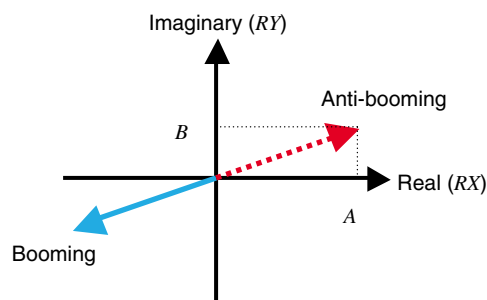


Fig. 5 Polar coordinates of booming noise

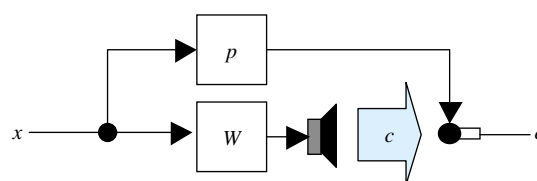


Fig. 6 Block diagram of control system

フィルタ A 、 B をデジタル信号処理によりエンジン回転数の変化に追従させる手法を用いる。この手法は、SAN (Single-frequency adaptive notch) フィルタと呼ばれている (5), (6)。

3.2.2. 制御アルゴリズムへの展開

エンジン回転の変化に追従させる信号処理手法について示す。Fig. 6 に、適応信号処理のブロック線図を示す。ここで、基準信号を x 、適応フィルタを w 、音響特性を c 、そのモデルを $\hat{c}$ とする。また、 p を未知のプラントとすると、こもり音は基準信号が未知のプラント p に従いマイクロホンに届くものとする。今、モデル化誤差はないものと仮定すると、 $c = \hat{c}$ であるから、マイクロホン信号 e は次式のように表せる。

$$e = p \cdot x + w \cdot \hat{c} \cdot x \quad (1)$$

マイクロホン信号の二乗値が最小になるように適応フィルタ w を更新するために Fig. 7 に示す勾配 Δ を求める。すなわち、勾配 Δ は次式となる。

$$\Delta = \frac{\partial(e^2)}{\partial w} = 2 \cdot e \cdot \hat{c} \cdot x \quad (2)$$

よって、Fig. 7 に示すとおり、最適値を目指して適応フィルタ w を次式に従い逐次更新することでエンジン回転数の変化に追従する制御システムを構築できる。

$$w_{n+1} = w_n - \mu \cdot \Delta \quad (3)$$

ここで、 μ はステップサイズパラメータを表す。

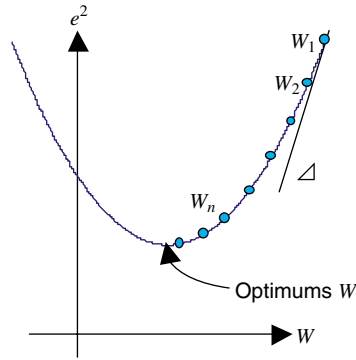


Fig. 7 Optimization of evaluation function by LMS method

次に、(2)式において、 $\hat{c} \cdot x$ の畳み込み演算処理をできるだけ少ない演算量で実現する手法を示す。そのために、音響特性 $\hat{c}$ を周波数分析し、Table 1 に示すような制御周波数に対するテーブルとして保持し、制御する周波数に応じた値をテーブルより読み込んで演算に用いる。周波数 f における音響特性 $\hat{c}$ は以下のように複素数表現(j を虚数単位とする)を用いて表せる。

$$\hat{C}(f) = C_R(f) + j \cdot C_I(f) \quad (4)$$

ここで、(4)式の音響特性に従い、 $\hat{c} \cdot x$ を実現させる手法を示す。 $\hat{c} \cdot x$ において、 x に RX 信号を用いた際の演算手法を示す。

$$\begin{aligned} \hat{C}(f) \cdot RX &= C_R(f) \cdot RX + j \cdot C_I(f) \cdot RX \\ &= C_R(f) \cdot RX + C_I(f) \cdot RY \end{aligned} \quad (5)$$

(5)式は、 RY は RX に対し 90° 位相が進んだ信号であることを考慮すると、 $j \cdot RX = RY$ となることを利用している。同じように、 x に RY 信号を用いた際の演算手法を示す。

$$\begin{aligned} \hat{C}(f) \cdot RY &= C_R(f) \cdot RY + j \cdot C_I(f) \cdot RY \\ &= C_R(f) \cdot RY - C_I(f) \cdot RX \end{aligned} \quad (6)$$

(6)式は、 $j \cdot RY = -RX$ となることを利用している。

Table 1 Control parameter of acoustic characteristic

$f[\text{Hz}]$	C_R	C_I
30	30	-20
40	15	-10
41	13	0
42	40	25
43	62	47
.	.	.
.	.	.
100	-12	-49

(5)(6)式を用いたエンジンこもり音制御ブロック線図を Fig. 8 に示す。この制御法の特徴は、一般的な制御法である F-R LMS がベクトルのかけ算に相当する畳み込み演算を多用するのに対し、Frequency domain filtered-reference SAN (以下、Freq. F-R SAN)フィルタは、畳み込み演算を一切用いない、つまり、すべての演算を単数のかけ算と足し算で実現させた点である。なお、適応ノッチフィルタ A , B の更新式は次式となる。

$$\begin{aligned} A_{n+1} &= A_n - \mu \cdot e \cdot \{C_R(f) \cdot RX + C_I(f) \cdot RY\} \\ B_{n+1} &= B_n - \mu \cdot e \cdot \{C_R(f) \cdot RY + C_I(f) \cdot RX\} \end{aligned} \quad (7)$$

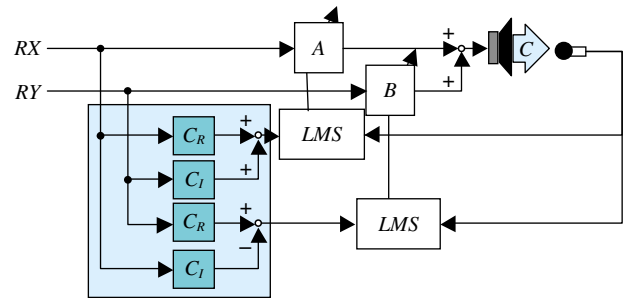


Fig. 8 Block diagram of Freq. F-R SAN algorithm

3.3. 演算量の削減効果

Freq. F-R SAN と F-R LMS との1サンプル間の演算量を比較する。F-R LMS における音響モデルを128タップとし、適応フィルタを64タップとする場合の演算量と、同じことを実現する Freq. F-R SAN での演算量の比較を Table 2 に示す。この表は、1出力1点制御の場合のものである。また、音響モデルのフィルタ演算量、適応フィルタ演算量、適応フィルタ更新演算量およびそれらを合計したの演算量の合計を比較した。表より、Freq. F-R SAN は F-R LMS の約 25 分の1の演算量でこもり音の制御を実現できることがわかる。また、マイクロホンや出力の数が増える多出力多点制御システムを構築する場合、演算量はいっそう大きな差となる。

演算量の削減に加え Freq. F-R SAN は、0.5 あるいは 1Hz という分解能で音響特性をテーブルとして保持することで、

Table 2 Comparison of arithmetic operations carried out by Freq. F-R SAN algorithm and F-R LMS algorithm in one sampling period

	Freq. F-R SAN	F-R LMS
Acoustic characteristic convolution	6	255
Adaptive filter convolution	3	127
Adaptive signal processing	12	129
SUM	21	511

制御を実施する周波数領域に限った高精度なモデル化が可能であり、F-R LMS におけるサンプリング周波数の低下や演算量の増加という課題を解決できる。

3.4. 制御システムの安定性補償

Freq. F-R SANシステムを安定動作させるためのパラメータを導入する。この制御システムが不安定な動作をする場合を考えると、以下の2つのケースが考えられる。

- (1) マイクロホン信号に含まれる騒音成分のうち、制御周波数成分以外の騒音成分が大きいとき
- (2) 制御周波数とマイクロホン信号に含まれるこもり音の周波数に差が生じたとき

(1)(2)ともに、エンジン回転から推定される制御周波数に対し、マイクロホン信号に含まれる制御周波数成分の信号が他の周波数成分に対し相対的に小さいとき、適応フィルタは制御すべき周波数以外の周波数を低減するように動くために不安定な動作をすることがある。これを抑えるためにマイクロホン信号に適応フィルタの大きさに応じた制御周波数成分の信号を混入させることを考える。これを実現するブロック線図を Fig. 9 に示す。

安定性の向上のためには α を大きくすることが有効である。しかし、 α を大きくすると制御出力を抑えることになり、制御効果が低下する。

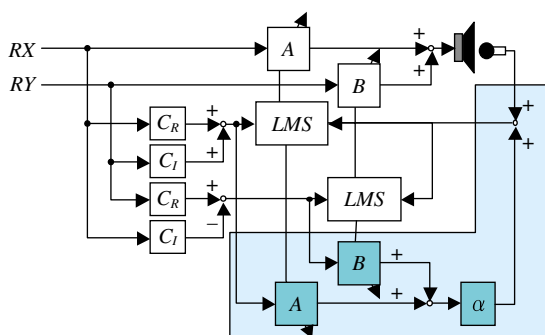


Fig. 9 Block diagram of frequency domain filtered-reference SAN with stable parameter

3.5. システム構成の簡略化技術

システム構成の簡略化として、マイクロホン数の削減がある。マイクロホンユニットの削減は、ユニットのコストだけでなく、ハーネスやガーニッシュなども不要になることからコスト削減効果が大きい。そこで、一つのマイクロホンで前後席のこもり音を制御する手法を考える。この実現のために、Fig. 10に示す2マイクロホンシステムを、Fig. 11に示す後席補償フィルタ F を用いて前席用出力信号を補償することによって後席用出力信号を作り出す1マイクロホンシステムに展開する。

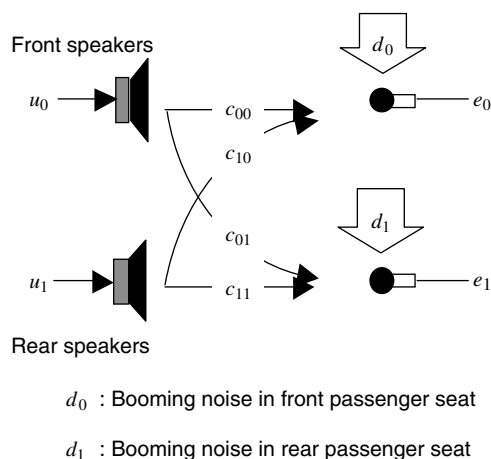


Fig. 10 Two microphone system

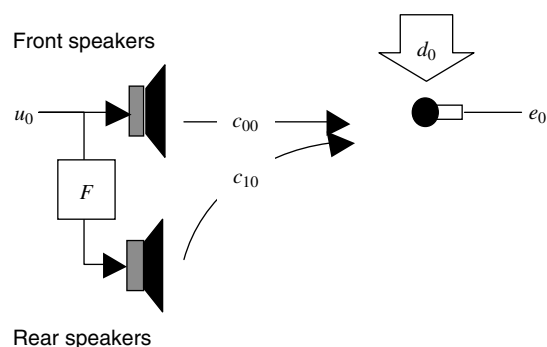


Fig. 11 One microphone system

3.5.1. 後席補償フィルタ F の設計法

- ### (1) 前後席のこもり音の分布を利用した設計法

この手法を適用すると、前後席のこもり音の低減が可能となる。Fig. 10 において、前後それぞれのスピーカから前後それぞれのマイクロホンまでの音響特性は、図に示すとおり 00 ~ 11 の添え字で区別する。このときの、マイクロホン信号 e_0, e_1 は、(8)(9)式で表せる。両式は理想的に動作するとき共に 0 になると仮定する。また、前後席のこもり音の分布が一定という条件は、(10)式となる。

$$e_0 = c_{00} \cdot u_0 + c_{10} \cdot u_1 + d_0 = 0 \quad (8)$$

$$e_1 = c_{01} \cdot u_0 + c_{11} \cdot u_1 + d_1 = 0 \quad (9)$$

$$q = \frac{d_1}{d_0} \quad (10)$$

(8)(9)(10)式より、前後の出力の比 F を求める。ここで、 $c_{00} \sim c_{11}$ および q は、周波数領域では $C_{00} \sim C_{11}$ および Q であるとする。以上より、次式を得る。

$$F(f) = \frac{U_1(f)}{U_0(f)} = \frac{C_{01}(f) - Q(f) \cdot C_{00}(f)}{Q(f) \cdot C_{10}(f) - C_{11}(f)} \quad (11)$$

(2) 車室の音響特性のみを利用した設計法

この手法を適用すると、前席のこもり音を低減する際に後席に発生する増音の抑制が可能となる。前席制御用出力信号が伝達特性 c_{01} により後席に到達した信号を後席出力で打ち消すための後席補償フィルタ F は次式となる。

$$F(f) = -\frac{C_{01}(f)}{C_{11}(f)} \quad (12)$$

3.5.2. 後席補償フィルタ F の適用

周波数領域で設計した後席補償フィルタ F は複素数となるので、(11)(12)式ともに次式のように表せる。

$$F(f) = F_R(f) + j \cdot F_I(f) \quad (13)$$

そこで、Table 1 で示した音響特性 $\hat{C}$ のテーブルと同じように周波数 f に対するテーブルとして後席補償フィルタ F を保持し、制御周波数に応じた値を読み込んで演算に用いる。この時の制御ブロック線図を Fig. 12 に示す。この制御システムは、後席出力のための演算を音響特性 $\hat{C}$ と同じように非常に少ない演算量で実現しており、これにより安価なマイコンで1マイクロホンシステムを実現できることから有効な手法である。なお、この手法を利用するときは、音響特性 $\hat{C}$ に次式を適用する必要がある。

$$\hat{C}(f) = \hat{C}_{00}(f) + F(f) \cdot \hat{C}_{10}(f) \quad (14)$$

また、(1)で示した前後席こもり音低減システムは、(10)式に示す位相を含めた前後席のこもり音の比率 q が、加減速時や量産車輛の個体差を確認したとき一定となることが前

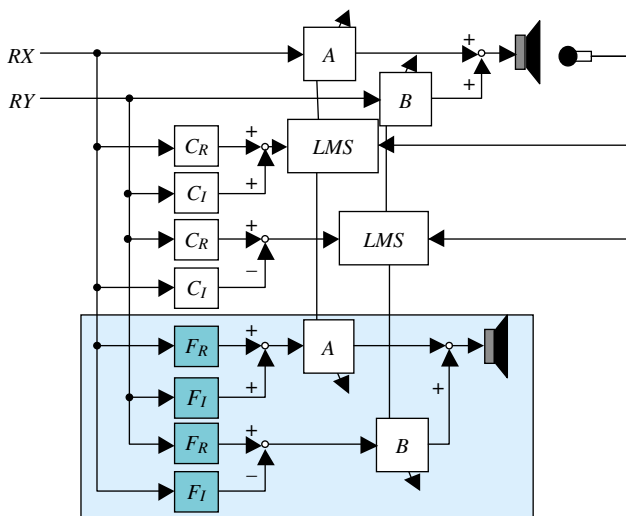


Fig. 12 Block diagram of frequency domain filtered-reference SAN with rear area compensation

提となるため、事前に調査することが必要である。(2)の後席増音を抑制するシステムは、車室の音響特性のみから設計できるパラメータを使用するため(1)に対して安定的に動作するが、後席のこもり音を積極的に低減することはできない。よって、車輛の特性に応じてそれぞれの手法を使い分けることが重要である。

4. オーディオシステムとの統合化

本システムのオーディオとの統合化においては、Fig. 13 に示すように、オーディオに制御出力信号を取り込み、オーディオヘッドユニット内のパワーアンプを共用しスピーカを駆動する手法を適用した。そのため、オーディオヘッドユニットには以下の2点の仕様を追加した。

- (1) オーディオヘッドユニット内のパワーアンプ直前にミキサ回路を設けた
- (2) ユーザーがオーディオのメインスイッチを切った状態でもパワーアンプは動作するように設定した

以上2点の仕様追加に加え、製作所における組み立て工程や不具合発生時のサービス対応のためのチェック機能としてオーディオヘッドユニットと ANC-ECU の通信機能を追加した。

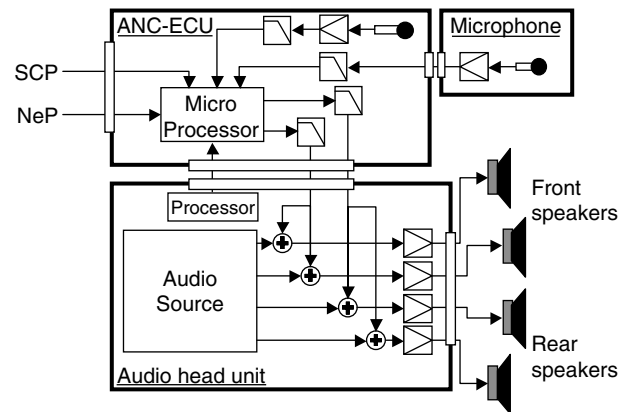


Fig. 13 System configuration

5. 適用効果

本システムは、V6可変シリンダーエンジンを搭載する車両に適用された。気筒休止時は、エンジン振動が悪化するのに加え、吸気音・排気音、また、駆動系でのロックアップ機構などにより車室内のこもり音は悪化する。そこで、本システムが効率良くこもり音を低減するために、気筒休止状態を示す SCP 信号を取り込み気筒休止状態で動作させることで、最大限の低減効果を発揮できるように設定した。その際の低減効果を Fig. 14 及び Fig. 15 に示す。図より 1800rpm

謝 辞

本システムを開発するにあたり、多大な協力をいただいた松下電子部品株式会社に感謝いたします。

参考文献

- (1) P.A. Nelson and S.J. Elliott, “Active Control of Sound, Academic Press”, London, 1993
- (2) 佐野・井上・高橋・石原・山下：オーディオシステムと結合した低周波ロードノイズのアクティブ制御システムの開発, HONDA R&D Technical Review, Vol.12, No.2, 2000
- (3) S. Hasegawa, T. Tabata, A. Kinoshita and H. Hyodo, 1992, “The development of an active noise control system for automobiles”, Soc. of Automotive Engineers Technical Paper, no. 922086
- (4) S. Haykin, “Adaptive filter theory Second Edition”, Prentice-Hall, 1991
- (5) B. Widrow and S.D. Stearns, “Adaptive Signal Processing” Prentice-Hall 1984
- (6) 伊東・浜田：適応ノッチフィルタを用いたアクティブコントロールシステムの実現, 音響学会講演論文集 1-9-12, 1994.3

付近で駆動系のロックアップ機構などにより悪化するエンジンこもり音 1.5 次成分を約 10dB 低減する効果があることが確認できる。なお、本システムでは、富士通製の半導体デバイス：16 ビットマイクロコントローラ F2MC-16LX/MB90562/A を採用した。

本システムの適用により、ユーザーは気筒休止状態かどうかを意識することなくドライブすることが可能となる。

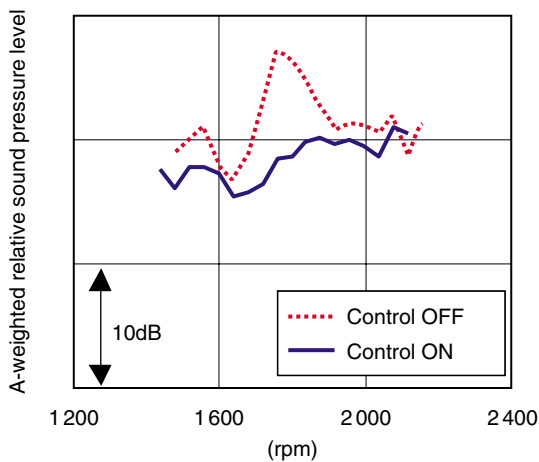


Fig. 14 1.5th order sound pressure level at front seat

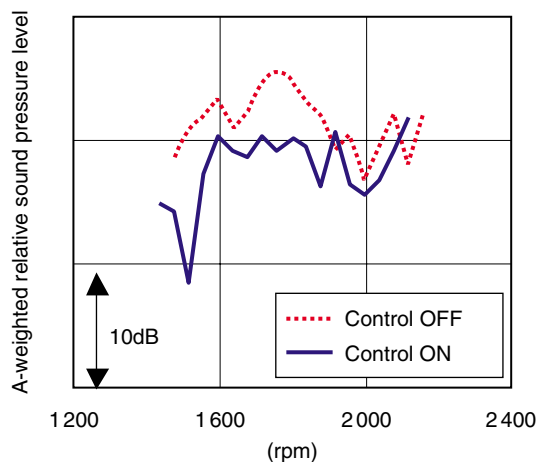


Fig. 15 1.5th order sound pressure level at rear seat

6. まとめ

エンジンこもり音を対象としたアクティブノイズコントロールシステムを開発し、オーディオシステムと統合化したシステムとして量産化した。このシステムを V6 可変シリンダーシステムの気筒休止時こもり音の対策仕様とすることで、燃費と商品性としての振動騒音性能の両立を図ることが出来た。今後、振動騒音のアクティブ制御技術は、軽量化・低燃費と振動騒音の両立のために重要な位置づけになると考えられる。

■ 著 者 ■



井上 敏郎



高橋 彰



箕輪 聡



佐野 久