

音響場と構造場とが強連成する自動車車室内ロード ノイズのアクティブ構造騒音制御

高松, 吉郎

<https://doi.org/10.15017/1807126>

出版情報：九州大学, 2016, 博士（工学）, 課程博士
バージョン：
権利関係：全文ファイル公表済



博士論文

音響場と構造場とが強連成する自動車車室内
ロードノイズのアクティブ構造騒音制御

高松 吉郎

2017年3月

九州大学大学院 統合新領域学府
オートモーティブサイエンス専攻

概要

路面とタイヤとの間の振動が車体を伝搬し車室内に生成される「ロードノイズ」の低減は、自動車車室内静粛化に関する長年の研究テーマである。ロードノイズは、車室内音響場と車体構造場とが強連成した場を形成する騒音で、多数のモードをもつ複雑な周波数特性をもつ。また、広い周波数帯域にわたる非定常な非周期音である。既存の量産車では制振材・吸音材を車体に貼り付けることによりその低減を図っているが、車両質量が増加するため燃費や運動性能との妥協が必要である。

本論文では、ロードノイズが、音響/振動強連成場を形成していることに注目し、アクティブ構造騒音制御 (Active Structural Acoustic Control; ASAC) を用いたロードノイズ低減手法を提案する。ロードノイズ源となる振動成分を、車体に取り付けたセンサにより十分リッチに計測するために、マルチプルコヒーレンスを用いた理想制御効果を評価関数として、加速度センサ数・位置を選定する。得られた加速度信号間には相関関係が存在する可能性が高い。しかも、相関関係は周波数に依存する可能性が高い。そこで、周波数領域における主成分分析を用いることで、過同定でない車室内ロードノイズ推定モデルを導出する。また、車室内ロードノイズを独立に制御でき、かつシステムの安定余裕を確保しやすい位置にアクチュエータを配置する。さらに、ロードノイズ低減補償器の導出を H_2 制御問題に帰着する。一般化プラントを構成し、重み関数を設計したのち、補償器設計を行う。

提案手法の有効性を検証するために、車両を用いた台上実験および走行実験においてセンサデータを計測し、そのデータを用いて計算機シミュレーションを行った。また、車両にデジタルコントローラを接続し、ロードノイズ低減実験を台上および走行状態にて実施した。その結果、車室内1席の左右耳元位置において、台上実験では -6.5 dBA のロードノイズ模擬音の低減効果を、走行実験では -2.0 dBA のロードノイズ低減制御効果を、それぞれ得た。

Doctoral thesis

Title: Active Structural Acoustic Control of Road Noise in a Structural/Acoustic Coupled Car Cabin.

Author: Yoshiro Takamatsu, Graduate School of Integrated Frontier Sciences, Kyushu University.

Abstract: The reduction of the road noise in a car cabin due to the road irregularity has been one of the research themes for a long time. The road noise consists of strongly coupled vibro-acoustic field and has complicated frequency characteristics with plenty of modes. And also the road noise is unsteady, non-periodic noise with wide frequency range. Currently damping material and/or sound absorbing material are attached on the mass production vehicles but there exists compromise among fuel economy, dynamic performance, and quietness on the car.

In this thesis, road noise reduction method using Active Structural Acoustic Control (ASAC) is proposed. The number of accelerators and allocations are determined in order to measure the original vibrations of road noise by the proposed cost function with multiple coherence. Accelerations possibly have correlations because the selected accelerometers may be located closely. Moreover correlations possibly have frequency dependency. Thus the proposed method to estimate road noise utilizes principle component analysis in a frequency domain so as not to have a over-identified component. The actuator number and the allocation are proposed in consideration of the acoustic field controllability and the closed loop stability. H_2 controller design method are introduced with generalized plant composition method and weighting function synthesis.

To verify the effect of the proposed methods, computer simulation and vehicle experiments in a test bench and proving ground are conducted. The -6.5 dBA and -2.0 dBA road noise reduction results by the control system were obtained in a test bench and driving condition respectively.

目次

第1章	はじめに	1
1.1	研究の背景	1
1.1.1	自動車車室内ロードノイズについて	1
1.1.2	騒音のアクティブ制御に関する従来技術	5
1.2	提案するロードノイズのアクティブ構造騒音制御 (ASAC)	11
第2章	音響/振動強連成場のアクティブ騒音低減制御	16
2.1	音響/振動強連成場のモデル化と制御システムの構築	16
2.1.1	ロードノイズ発生プロセスのモデル化	16
2.1.2	制御システムの構成と補償器設計用モデルの導出	17
2.2	周波数領域主成分分析に基づくロードノイズの推定	22
2.2.1	ロードノイズ推定システムの構成	23
2.2.2	加速度センサシステムの設計	24
2.2.3	ロードノイズ推定器の設計	26
2.3	車載用ロードノイズアクティブ構造騒音制御システム	31
2.3.1	制御システムの構成と設計指針	31
2.3.2	アクチュエータの配置	32
2.3.3	H_2 補償器の設計	36
2.4	まとめ	39

第3章	計算機シミュレーションによる提案手法の検証	42
3.1	台上実験データによるコンセプト検証	42
3.1.1	実験条件	42
3.1.2	モデリング結果	46
3.1.3	補償器設計結果	48
3.1.4	計算機シミュレーション結果	51
3.2	車両走行実験データを用いたロードノイズ推定システムおよび推定モデル 同定法の検証	53
3.2.1	実験条件	53
3.2.2	センサシステム構成法の検証	55
3.2.3	ロードノイズ推定器の構成法の検証	59
3.3	走行実験データを用いた制御シミュレーションによる補償器設計の検証	66
3.3.1	実験条件	67
3.3.2	アクチュエータの配置	69
3.3.3	モデリングおよび一般化プラント構成の結果	72
3.3.4	補償器設計結果	76
3.3.5	計算機シミュレーション結果	78
3.4	まとめ	80
第4章	ロードノイズ低減車両実験の結果	82
4.1	半無響室内での台上実験結果	82
4.1.1	実験条件	82
4.1.2	ロードノイズ模擬音低減制御実験結果	84
4.2	テストコースでの走行実験結果	87
4.2.1	実験条件	87
4.2.2	走行時ロードノイズ低減制御実験結果	88
4.3	まとめ	90

第5章 おわりに	91
参考文献	96
付録A 公聴会発表資料	107

目 次

1.1	Car structure related to the vibration and acoustic transfer process.	2
1.2	Melting sheet under floor carpet.	4
1.3	The general control system structure of ANC, AVC, and ASAC.	6
1.4	Concept of the proposed road noise reduction ASAC system.	12
2.1	Block diagram of road noise transfer process.	17
2.2	Vibration transfer system of road noise and controller.	18
2.3	Block diagram for controller design of ASAC system.	21
2.4	Block diagram for controller synthesis.	22
2.5	Structure of the road noise estimation system.	24
2.6	Road noise estimation model.	27
2.7	Block diagram of the generalized plant for H_2 controller design. y_{mes} are measured signals.	37
3.1	The experimental vehicle in the semi-anechoic room.	43
3.2	Set-up of the data measurement experiment in the semi-anechoic room.	44
3.3	Piezo actuator positions and hammering points on the floor panel.	45
3.4	Bode plots of measured and identified transfer functions $\hat{G}_{a_2}^{y_1}$	47
3.5	Bode plots of measured and identified transfer functions $\hat{G}_{u_1}^{y_1}$	48
3.6	Gains of the weighting functions.	49
3.7	Bode plots of the continuous full-order controller and the discretized reduced- ordered controller.	50

3.8	Gain plots of the transfer functions from excitation force a_d to sound pressure level y w/ and w/o control.	52
3.9	The car used for the experiments.	54
3.10	Set-up of the driving data measurement experiment for sensor system and road noise estimation system simulation.	55
3.11	Sensor location candidates.	56
3.12	Relationship between the set of sensors and the overall ideal control effect.	57
3.13	Multiple coherence between accelerations and sound pressure level.	59
3.14	Power spectra of accelerations in different driving tests.	60
3.15	Magnitude of elements of the matrix $V(j\omega)$ from four accelerations to the largest singular value.	61
3.16	Singular values of matrix A at 80 Hz, 90 Hz, \dots , 180 Hz.	62
3.17	Relationship between the number of the principle components and the relative output error.	63
3.18	Relationship between the number of the principle components and the standard deviation of relative output error.	64
3.19	Frequency property of road noise estimation models.	65
3.20	Power spectra of the actual/estimated road noise, the output error, and the output error ratio.	66
3.21	Set-up of the driving data measurement experiment for road noise reduction simulation.	68
3.22	Allocation of sensors and actuators.	69
3.23	Estimated control sounds by sets of piezo actuators.	71
3.24	The condition numbers of transfer functions G_u^y	72
3.25	Bode plots of measured and identified transfer functions $G_{u_1}^{y_1}$ and $G_{u_1}^{as}$	74

3.26	Gains of the weighting functions.	75
3.27	Overall road noise reduction and input voltage corresponding to W_c	76
3.28	Bode plots of the continuous full-order controller and the discretized reduced-ordered controller.	77
3.29	Simulated road noise level w/ and w/o control.	79
4.1	The set-up of control experiment in the semi-anechoic room.	83
4.2	Sound pressure level at driver's right ear w/ and w/o control.	84
4.3	Sound pressure level at driver's left ear w/ and w/o control.	85
4.4	Time histories of simulated road noise at driver's right ear w/ and w/o control.	86
4.5	Time histories of simulated road noise at driver's left ear w/ and w/o control.	87
4.6	The set-up of the road noise reduction control experiment in driving condition.	88
4.7	Road noise level in a driving experiment w/ and w/o control.	89
5.1	The acoustic transfer functions w/ and w/o passenger in a car.	94

表 目 次

1.1 Characteristics of proposed Active Structural Acoustic Control.	14
---	----

第1章

はじめに

1.1 研究の背景

1.1.1 自動車車室内ロードノイズについて

現在，自動車の車室内空間の静粛性へのニーズがユーザの間で高まりつつあり，車室内空間の静粛化に関する研究が重要になってきている．たとえば，長距離のドライブでは車室内騒音は乗員の快適性を阻害し，乗員の疲労を増大させる [9]．

車両走行時の車室内騒音のうち，走行中の大部分を占めるものは，エンジン騒音，こもり音，ロードノイズ，風切り音である [10][11]．エンジン騒音は，エンジンの振動に起因する周期的な騒音である．エンジン回転数に応じた周波数およびその高調波成分から成る．こもり音は，250Hz 以下の低周波音で，耳を圧迫するような騒音である．車体骨格全体の振動モードが原因となり発生する．ロードノイズは，車輪が路面の凹凸により加振されることが原因で発生する騒音である．車体を伝搬した振動が車室壁を振動させることで発生する．風切り音は，高速走行時に車体周囲の気流が乱されることにより発生する騒音である．ドアミラーやウィンドシールド上端などの突起部で発生することが多い．

長距離のドライブでは自動車は定常走行（一定の車速での走行）状態にあることが多い．定常走行時に発生する走行騒音にはロードノイズが大きな割合を占める．エンジン騒音低減技術の進歩および比較的騒音の小さい電動駆動システムの広まりにともない，こ

の傾向はより強くなってきている。したがって、ロードノイズのレベルを下げることは車室内空間の静粛化に効果的である。

Fig. 1.1 にロードノイズ伝搬に関連する車体構造の模式図を示す。

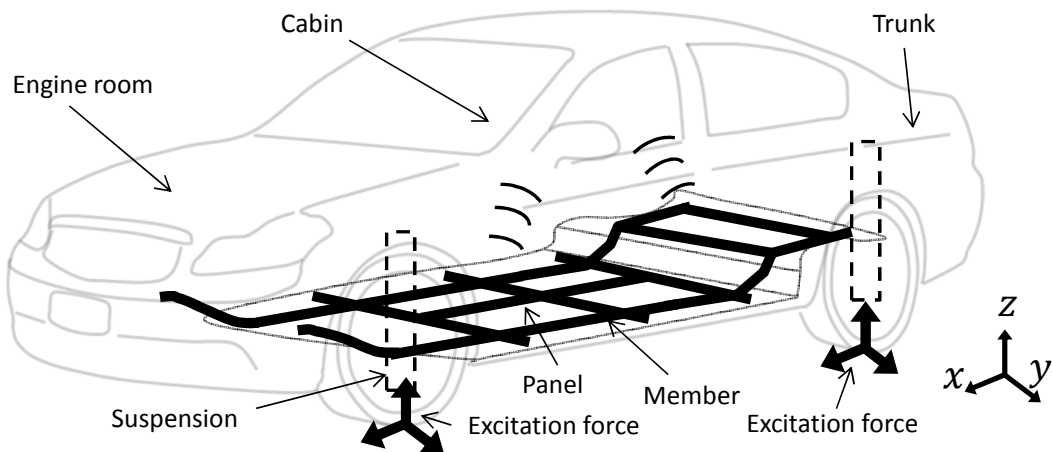


Fig. 1.1 Car structure related to the vibration and acoustic transfer process.

車体は大きく分けて、エンジンルーム、車室、トランクに分割して考えることができる。そして、車室はフロア、ドア、ルーフ、そしてエンジンルームとの隔壁であるダッシュ、トランクとの隔壁であるリアダッシュの壁面により構成される閉空間である。これらの壁面はメンバと呼ばれる比較的剛性の高い構造部材と、その間に張られた薄いパネルにより構成される。

ロードノイズの伝搬のプロセスは以下のとおりである。車両走行時に路面の凹凸が原因となり4つのタイヤが3軸方向に加振される。タイヤの振動は車軸やタイヤを懸架するサスペンション(ショックアブソーバ、リンクなど)を介して車体に伝搬される。サスペンションを伝搬して車体に侵入する振動は、メンバを通して車室壁面を構成するパネルまで伝搬し、パネルを振動させて車室内にロードノイズを発生させる。車両に侵入する振動は、道路のアスファルト面の形状とタイヤ接地面の形状に依存するため、非定常であると考えられる。また、4輪のタイヤから侵入する振動の割合も常に変化すると考えられる。

ロードノイズの特徴は以下のとおりである [12][13][14][15].

- (1) 振動壁に囲まれた空間における騒音である。すなわち，車室内の音響モードとパネルの振動モードは強連成場であり，多数のモードからなる複雑な周波数特性をもつ。
- (2) 幅広い周波数帯域の騒音である。車種によって異なるが，大衆車で 80 Hz から 400 Hz，高級車で 100 Hz から 250 Hz である。
- (3) エンジン騒音とは異なり，非周期騒音である。
- (4) タイヤから侵入したのち，車体を伝搬する成分と空気を伝搬する成分とからなる。

現在量産されている自動車では，ロードノイズを低減するために主に以下の2種類の方法を使用している。

一つ目は，メルシート (Melting sheet) と呼ばれる制振材をフロアパネルに貼り付ける方法である (Fig. 1.2)。メルシートはアスファルトを主成分としたシート状の部材であり，フロアパネルの等価質量を増加させることにより共振周波数を下げる。その効果で，ロードノイズの原因となる振動モードが減少し，車室内のロードノイズが低減する。しかし，これらの手法では車両の質量が増加するため，ロードノイズ低減と燃費や運動性能との妥協が必要となる。一方，吸音材も進化してきおり，より少ない質量で高い遮音性を実現してきている [16]。しかし一般に，吸音材では 200Hz 以下の低周波騒音の低減は難しい。



Fig. 1.2 Melting sheet under floor carpet. Melting sheet is attached in gray area.

二つ目は振動伝搬経路であるタイヤ・リンク・パネルなどの構造部材の共振周波数をずらすことにより、振動が伝搬しにくくすることである [17][18][19]。振動伝搬経路を有限要素法などによりモデル化し、構造解析を行うことにより車体構造を設計する [20][21]。しかし、車体設計は、車体強度・操縦安定性・衝突時の乗員保護・魅力的な造形などのさまざまな要素を加味して行うため、ロードノイズの元となる振動の伝搬を抑制する構造は必ずしも選択できない。関連する手法として、車体構造を一度設計したのち、振動伝搬経路であるホイールやリンクに、共振周波数を変更するための要素を追加する方法もある。たとえば、リンク上にダイナミックダンパと呼ばれる付加質量を取り付ける方法 [10] や、ロードノイズ侵入源であるタイヤホイールにダンパを取り付けることでロードノイズを低減する手法 [22] などがある。しかし、質量の増加にともない、ロードノイズ低減と燃費や運動性能との妥協が必要となる。

車体構造の変更や、質量・吸音材の付加による騒音低減法は、パッシブ（受動的）な方法と呼ばれる。それに対し、スピーカやアクチュエータを用いて音や振動を構造や空間に印加することで騒音の低減を図る、アクティブ（能動的）制御法が研究されている。アクティブ制御法を用いれば、車体構造変更や質量付加を行うことなく、アクティブ制

御システムの追加のみにより騒音低減を実現できると期待される。その結果，騒音低減と車体軽量化による燃費改善や運動性能向上との両立が期待できる。

1.1.2 騒音のアクティブ制御に関する従来技術

騒音のアクティブ制御法は，制御システムの構成法，センサ・アクチュエータの選び方，対象とする騒音の種類，対象とする構造物の種類，などに応じてさまざまな手法が研究されている。また，エンジン騒音への適用をはじめとして自動車車室内騒音への適用も研究されてきている。本項では，騒音のアクティブ制御法およびシステムに関する従来研究の概要について述べる。

騒音のアクティブ制御技術

騒音のアクティブ制御のシステム構成は，主に以下の3種類である [23][24][25]。

- アクティブ騒音制御 (ANC: Active Noise Control) は，スピーカから発生した，騒音と逆位相の音により騒音を打ち消す。
- アクティブ振動制御 (AVC: Active Vibration Control) は，加振器により発生した逆位相の振動により，構造物の振動を低減して騒音を抑制する。
- アクティブ構造騒音制御 (ASAC: Active Structural Acoustic Control) は，加振器により発生した制御振動を構造物に印加し，その構造物に囲まれた空間内の騒音を低減する。

本論文ではこれ以降，特に強調する必要のない場合，簡単のため「ANC」などの略称を使用する。

Fig. 1.3 にそれぞれの制御システムの代表的な構成例を示す。コントローラ (図中の“Controller”) の設計方法により，センサ (図中の“Sensor”) とマイク (図中の“Microphone”) のどちらか一方のみを使用する場合もある。

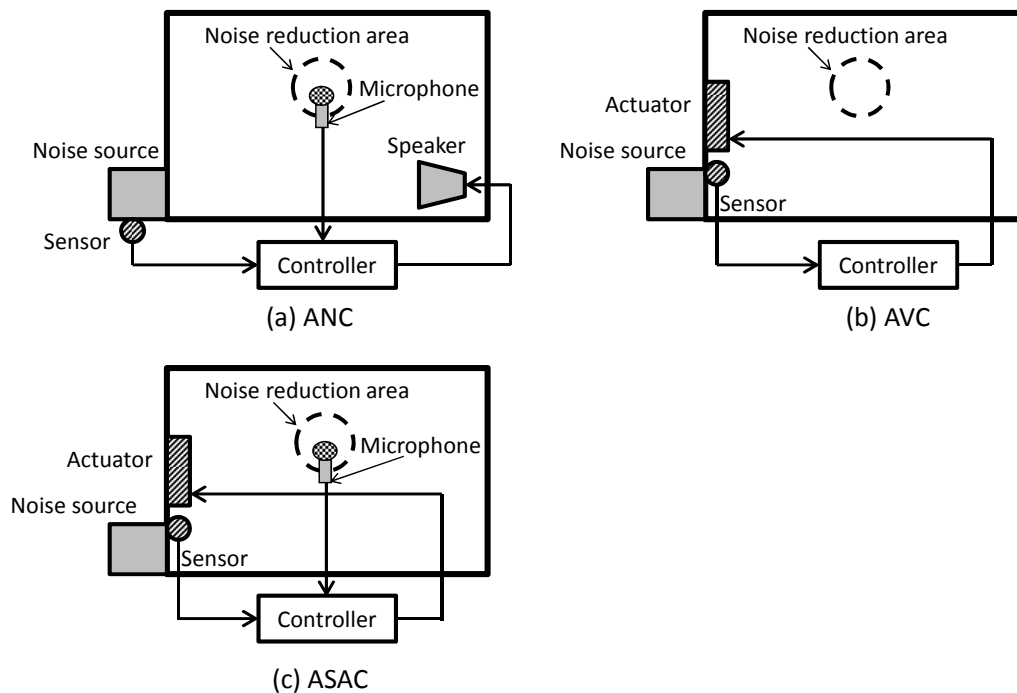


Fig. 1.3 The general control system structures of Active Noise Control (ANC), Active Vibration Control (AVC), and Active Structural Acoustic Control (ASAC).

Fig. 1.3(a) 記載の ANC では，騒音源 (図中の “Noise source”) 近傍に一次信号を計測するセンサを配置し，得られた振動信号をコントローラ内でフィルタリングする．フィルタリングされた信号はスピーカへ印加され，騒音とスピーカからの音圧とが打ち消しあって騒音低減空間 (図中の “Noise reduction area”) の音圧レベルが低減する [23]．ANC で最もよく使われる制御方法が Filtered-X LMS アルゴリズムを用いた適応フィルタである [26]．騒音低減位置のマイクにより計測された騒音信号とスピーカへの入力信号とを用いた適応則に基づいて，フィルタ係数を更新する．適応フィルタを用いることで，スピーカから騒音低減位置までの伝達関数を予め正確にモデリングすることなく，フィルタを使用できる．

フィードバック型 ANC も提案されている．文献 [27][28] では，マイクで計測した音圧を入力とし，スピーカへの電圧を出力とした H_∞ 補償器の設計手法を提案している．また，文献 [29] では，LQG 制御と遺伝的アルゴリズムを用いたフィードバック補償器設計

手法を提案している。これらのフィードバック型の場合、Fig. 1.3(a) 記載の振動源近傍のセンサは使用せず、マイクで計測した音圧のみをコントローラへの入力信号として使用することが多い。 H_∞ 制御や LQG 制御に代表されるモデルベース制御法を用いる場合、スピーカ・マイク間の音響伝搬伝達関数モデルを正確に設計する必要がある。モード解析に基づく同定法 [30] や部分空間同定法 [31] により音響伝搬伝達関数モデルのシステム同定を行うことになる。

ANC は点音源による制御であるため、広範囲の空間を制御することが難しいという報告がある [32]。そこで、閉空間全体のエネルギーを低減するための ANC 手法としてクラスタ ANC が提案されている [33]。文献 [33] では、閉空間内のエネルギーを最適に制御した場合の制御性能限界を明らかにした。

Fig. 1.3(b) 記載の AVC は、騒音を発している構造物にアクチュエータ (図中の “Actuator”) を配置し、振動を計測するセンサの信号に基づき振動低減制御を行う [25]。フィードバック制御の構造を取るため補償器は ANC と同様、 H_∞ 制御法、LQG 制御法、または振動モデルが比較的低次元の対象であれば古典制御などにより設計される [34]。

センサとアクチュエータとを同じ場所に配置するコロケーション配置が実現できる場合、センサに加速度センサを使用し、加速度信号を積分した速度信号をアクチュエータに直接フィードバックする DVFB (Direct Velocity FeedBack) 法が用いられることがある。DVFB 法による制御システムの付加は、構造上にダンピング材を付加することと等価であるため、開ループ伝達関数のナイキスト線図は必ず右半平面に存在する。したがって、理論的には補償器ゲインを増大してもフィードバックシステムが不安定化しない [35][36]。しかし、コロケーションを厳密に成立させることは難しいため、実際にはシステムの安定性を考慮して補償器を設計する必要がある。文献 [37] ではコロケーションが成立しない場合の最適制御側を導出している。文献 [38] では、コロケーションを含め複数のセンサ・アクチュエータの配置に対して制御性能を検討している。

たとえば、騒音発生源の構造物が 1 枚のパネルである場合、その振動を抑制することにより発生する騒音が低減することが分かっている [39]。しかし、複数のパネルからなる

構造物では、部分的な振動を低減するだけでは構造物近傍に発生する騒音は低減しない [40].

構造物の外から侵入する騒音を壁面にて遮断する遮音制御のためにも AVC が用いられる。剛体壁に囲まれた閉空間の一部に窓のような振動壁がある場合、壁面振動を低減することにより、振動壁からの透過音を遮断する方法が提案されている [41].

梁やパネルの振動制御のアクチュエータとして、 piezoelectric アクチュエータが代表的である [42]. piezoelectric アクチュエータは電圧を印加すると歪みを発生するセラミック製素子である。圧電素子ともよばれる。振動制御用途のほか、超音波発生器や薄型スピーカに用いられることがある。逆に歪みが加わると電位差が生じるため、音響・振動センサにも用いられることもある。入力電圧に対して線形の歪みを生じるが、耐電圧近傍では非線形特性を示すため、使用可能な電圧領域は限られる [43]. 1枚の素子を単独で使用するユニモルフ型、およびアクチュエータとしての効率化のために2枚の素子を貼り合わせたバイモルフ型がある。

Fig. 1.3(c) 記載の ASAC は、センサで得られた一次振動と騒音低減空間における騒音信号を用いて、構造物の壁面に配置したアクチュエータを駆動し、騒音低減を図る [23]. 制御法として、Filtered-X LMS アルゴリズムを用いた適応フィルタ [44] または、 H_∞ 、 H_2 制御法などによるフィードバック制御 [45] が報告されている。フィードバック制御を用いた場合、マイクを用いずに騒音低減空間の騒音または音響エネルギーを伝達関数モデルを用いて推定する方法も提案されている [45][46].

アクチュエータには AVC 同様に piezoelectric アクチュエータが用いられることが多い [44]. 振動源に近い場所であればセンサ・アクチュエータをコロケーションすることができる [46]. また、騒音低減空間における音圧を制御するために、アクチュエータの配置は設計上重要なパラメータである [47]. 閉空間において振動源のパネルを制御するとより大きな騒音低減効果が得られるが、別のパネルを制御すると効果が少ないと報告されている [48].

車両騒音用のアクティブ制御技術

ANCの自動車への適用例としては、エンジンこもり音が代表的である [49][50]。量産車 (U13 型日産ブルーバード) に搭載されたシステムでは、エンジンの回転数に応じた振動を一次振動源とし、車室内に設置したマイクの騒音を誤差信号とした適応フィルタが採用された。適応則は Filtered-X LMS アルゴリズムであった。気筒休止を行うエンジンではこもり音が悪化する傾向にあるため、こもり音の低減のために ANC が採用された例もある [51]。エンジン騒音の低減とともに、エンジン音が快適な音とするアクティブ制御法も提案されている [52]。

ANC をロードノイズに適用した研究事例も報告されている。Filtered-X LMS アルゴリズムを用いた適応フィルタをロードノイズ低減制御に適用すると、必要なセンサ数が増大するため、適応則が収束しにくくなるという問題が発生する。文献 [53] では、RLS 法を用いることで適応則の収束性を改善した。文献 [54] では、適応フィルタではなく LQG 制御を用いて補償器を設計し、ゲインスケジュールを用いることでモデル誤差へのロバスト性を向上させた。部分空間同定法を用いて同定した伝達関数モデルによるフィードバック補償器と適応フィルタを併用した方法で、ロードノイズを低減する方法も報告されている [55]。騒音低減制御空間がマイク位置に限定されるという問題に対し、マイクアレイを用いて多入出力補償器を構成することにより、制御空間を拡大することも可能である [56]。そのほか、排気音の低減のために、マフラーに搭載したスピーカを用いて ANC 制御システムを構築した例がある [57]。

AVC の自動車への適用が報告されている。振動面を制振することにより騒音の発生を抑制する方法として、文献 [58] がある。自動車車室を模擬した 3 次元模型に対し、外乱振動侵入面にコロケーションしたセンサ・アクチュエータによる制振制御を実施した。制御法は LQG 制御であり、振動低減により模型内騒音のピーク値が低減した。ウィンドシールドの振動が原因となる車室内騒音の低減を目的とし、ウィンドシールドにセンサとピエゾアクチュエータを貼り付け、制振制御を実施した事例がある [59]。ウィンドシールド

の振動低減により、10 cm 車室内側の空間における騒音が低減された。振動の伝搬経路の振動を低減することにより、伝搬先での騒音低減を図る技術がある。文献[60]では、ロードノイズの低減を目的として、サスペンションに設置した慣性アクチュエータにより振動低減を行った。ただし、1輪モデルでの振動制御のみが報告されており、振動伝搬後のロードノイズの低減結果には言及していない。

ASACの自動車への適用が報告されている。文献[32][61]では、車体に配置したアクチュエータによるASACシステムを構成し、ロードノイズ低減制御を図っている。Filtered-X LMS アルゴリズムを用いた適応フィルタにより台上にてその有用性を実証し、さらに走行実験も実施した。文献[62]でも同じくロードノイズ低減を目的としたASACシステムの構成を提案し、実験室台上およびダイナモ上で実証した。ASACを採用した理由として、ANCよりも広い空間においてロードノイズを低減できる可能性があることが言及されている。ロードノイズ以外では、トラックのエンジンの構成部品であるオイルパンが車外に発生する騒音を、ASACにより制御した例がある[63]。

騒音のアクティブ制御法は、自動車と構造が近い鉄道車両や航空機へも適用されている。鉄道車両では、モータや車輪とレールから発生する振動が元になる騒音が大部分である。また、車室内騒音と車外騒音の両方が対象となる。鉄道車両の場合、車室が広いためANCやASACの適用が少なく、透過音の制御を目的としたAVCの適用が多くみられる。文献[64]では、鉄道車両の車外からの透過騒音を、壁面内側に搭載したセンサおよびスピーカを用いたANCにより打ち消す技術が提案されている。また、壁面に貼り付けた piezoelectric アクチュエータの歪みを電気信号に変換し、受動回路で消費することで振動および透過騒音を低減する技術がある[65]。鉄道車両の車外騒音は騒音公害の原因となるため、都市部では特に低減が求められている。文献[66]では、車輪・レール間に発生する騒音を、台車に設置したスピーカからの音により打ち消すANC技術が提案されている。一方、航空機への適用事例として、壁面に貼り付けた piezoelectric アクチュエータにより壁面の振動制御を行うことで、プロペラ騒音の壁面透過を低減する研究がある[67]。また、piezoelectric アクチュエータを壁面に貼り付けたASAC法により、航空機内の騒音低減を行った研究結果が報告されている[68]。

1.2 提案するロードノイズのアクティブ構造騒音制御 (ASAC)

1.1.1 項で述べた特徴をもつロードノイズを低減するためには、1.1.2 項で述べた ANC および AVC は以下の問題点のためにそのまま適用することは難しい [69].

- ANC は主に音響モードの制御に有効であり、自動車の車室は非常に多くのパネルによって囲まれているうえに、音響場と構造場とが強連成しているため、振動モードに起因する成分が制御できるとは限らない
- AVC は主に振動モードの制御に有効であり、壁面の振動は抑制できるが、ロードノイズの音響モードに起因する成分が低減されるとは限らない。

また、一部のパネルの振動を抑制しても、振動エネルギーはほかのパネルに伝わりパネル振動により騒音が発生するため、ロードノイズは減少しないことがある。それどころか、むしろ悪化する可能性もあることが示唆されている [40]。それに対し、構成法として ASAC を採ることにより、強連成した車室内の音響モードと振動モードの両方に有効な制御が可能であるという報告がある [32][69]。また、ASAC は ANC に比べて空間全体の騒音振動エネルギーを低減できる可能性があるため、騒音低減を実現できる空間を拡大できる可能性があることが理論的に示されている [70]。

そこで、本論文では ASAC に基づき、ロードノイズ低減制御システムを構成する。Fig. 1.4 に、本論文で提案する ASAC システムの構成を示す。

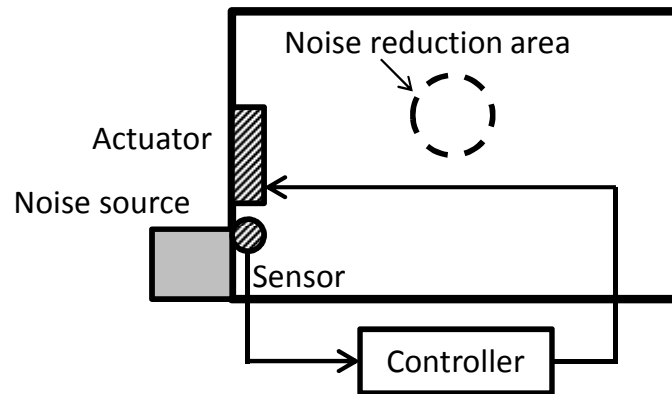


Fig. 1.4 The concept of the proposed road noise reduction ASAC system. The controller is synthesized by using road noise estimation models. Sensors and actuators are located on vibrating structures.

提案する制御システムの特徴は以下のとおりである。自動車の車体の振動が騒音を発生するプロセスには、大きな遅れが存在する。遅れは加振点から音を観測する点までの空気伝搬距離が大きいほど大きくなる。そのため、ASACの構成を用いたとしても車室内音圧をセンシングし、アクチュエータへフィードバックする構成では、制御帯域を十分に広げることが困難である [71][72]。この課題を解決するために、本論文では車体に設置した振動/加速度センサ信号に基づき車室内のロードノイズを推定するモデルを用い、このモデルの出力を元にロードノイズを低減する方法を提案する。この方法は一種のバーチャルセンシング [73][74][75] ともいえる。提案方法では、フロアパネルを加振する制御システムが構成されるので、センシングからアクチュエーションまでの遅れが小さくなる。そのため、フィードバック制御システムが構成される場合でも十分広い制御帯域が確保できる可能性がある。

ロードノイズを推定するためのモデルを導出するためには、ロードノイズ源となる振動の情報を十分に計測できる数の加速度センサを適切な位置に配置する必要がある。本論文では、マルチプルコヒーレンスから計算した理想制御効果を用いてセンサ数・配置を決定する方法を提案する。また、センサ数が多くなるほどセンサで計測される加速度信号間に相関関係が成り立つ可能性が高くなる [53]。この場合、加速度と車室内音圧との

間の関係から直接，推定モデルを同定すると過同定 [76] となってしまう．そこで，複数の加速度センサで計測される信号を主成分分析し，得られた主成分を元に周波数領域にて推定モデルの同定を行う手法を提案する．

補償器は一般に，1) 音響振動伝搬モデルの同定，2) 設計パラメータの決定，3) 補償器の設計，4) シミュレーションによる性能の見積もり，という多段のプロセスにより設計する．他方，複雑な構造の車体にはアクチュエータの候補位置は無数に存在する．したがって，設計パラメータであるアクチュエータの数・配置と補償器の3つを数理的最適化の手法 (たとえば [77][7][8]) により同時に設計することは困難である．そこで，まずアクチュエータの数・配置を決定し，つぎに補償器を設計する手順を採る．本論文では，アクチュエータの数・配置の決定手法について提案する．

補償器設計には H_2 制御設計手法 [78][79] を用いる．この方法により，非周期，すなわち白色雑音のエネルギーを低減する補償器が設計されることを期待できる．さらに，提案する重み関数の設計手法により，制御時のロードノイズが所望の周波数特性となるように整形することが可能である．

Table 1.1 に，本節で述べた，本論文で提案するロードノイズのアクティブ構造騒音制御システムの特徴をまとめる．また，本論文において課題解決方法を論述する節番号を付記する．

	採用する方式/仕様	利点	解決する課題
制御系の構成	アクティブ構造騒音制御 (ASAC)	<ul style="list-style-type: none"> ●音響場と構造場とが強連成したロードノイズを効果的に制御できる. ●広い制御空間での騒音低減が期待できる. 	<ul style="list-style-type: none"> ●ロードノイズ伝搬プロセスのモデル化 ●制御系の構成方法の決定 (2.1 節)
センサ	加速度センサ (車体に設置)	<ul style="list-style-type: none"> ●ロードノイズ源となる振動を騒音になる前に計測できる. 	<ul style="list-style-type: none"> ●センサ数, 配置の選定 ●選定評価基準の決定 (2.2 節)
制御性能の評価	推定音圧 (加速度から推定)	<ul style="list-style-type: none"> ●広い周波数帯域での騒音低減が期待できる. ●車室内のマイクが不要である. 	<ul style="list-style-type: none"> ●ロードノイズ推定器の導出 (2.2 節)
アクチュエータ	ピエゾアクチュエータ (車体に設置)	<ul style="list-style-type: none"> ●ASAC 法に基づいて, 音響場と構造場の両方を制御できる. 	<ul style="list-style-type: none"> ●アクチュエータ数, 配置の選定 ●選定評価基準の決定 (2.3 節)
補償器設計	H_2 設計法	<ul style="list-style-type: none"> ●騒音のエネルギーを低減できる. ●システムの安定性を確保したうえで, 周波数整形ができる. 	<ul style="list-style-type: none"> ●一般化プラントの構成方法 ●重み関数の設計 (2.3 節)

Table 1.1 Characteristics of proposed Active Structural Acoustic Control. Solutions are to be described in sections written in the table.

本論文の構成は以下のとおりである.

2章では, 音響場と構造場とが強連成したロードノイズのアクティブ構造騒音制御 (ASAC) 法について, 本論文で提案する手法を述べる. ロードノイズ発生プロセスのモデル化, 制御システムの構成, ロードノイズ推定システムの導出, センサ・アクチュエータの数・配置の決定方法, そして, H_2 補償器の設計手法を提案する.

3章では、実機実験で得られたデータを元に計算機シミュレーションを行い、2章で提案した手法の有効性を検証する。まず、台上にてロードノイズを模擬した加振入力を加えた場合の振動・騒音データを用いて補償器を設計し、ロードノイズ低減制御シミュレーションを行った原理確認実験の結果を述べる。つぎに、走行実験データを元に、加速度センサの配置、およびロードノイズ推定モデルを導出した結果を述べる。そして、車両走行実験で得られた加速度・ロードノイズデータを用いて、補償器の設計およびロードノイズ低減制御シミュレーションを行った結果を述べる。

4章では、コントローラを搭載した車両による制御実験結果を述べる。まず、台上にてロードノイズ模擬音を低減した制御実験結果を述べる。つぎに、走行実験において、走行中のロードノイズを低減した制御実験結果について、マイクで実際得られた制御効果を述べる。

5章では、本論文のまとめおよび今後の課題について述べる。

本論文の内容は、ジャーナル論文 [1][2][3]，および口頭発表 [4][5][6] にて発表済みもしくは投稿中である。

第2章

音響/振動強連成場のアクティブ騒音低減制御

本章では，ロードノイズ伝搬プロセスを集中定数系としてモデル化することで，制御対象および問題を一般化する．そして，得られた一般的なモデルに対してセンサ・アクチュエータの配置方法，ロードノイズの推定方法，補償器設計方法を述べる．提案する手法は自動車のロードノイズ低減制御に限らず，壁面に囲まれた任意の構造物内のアクティブ構造騒音制御にも応用可能である．

2.1 音響/振動強連成場のモデル化と制御システムの構築

本節では，車輪に入力される加振力がロードノイズとなるまでの動特性をモデル化する．

2.1.1 ロードノイズ発生プロセスのモデル化

Fig. 1.1 に示した車両の，ロードノイズ源振動の伝搬プロセスを Fig. 2.1 に示す．本論文では車両に固定された座標系を用いる．タイヤ (図中の “Tires”) から侵入した加振力 f_d はサスペンション (図中の “Suspension”) を介して車体に伝搬される．サスペンションを介して車体に伝搬される振動 a_f は，比較的剛性の高いメンバ (図中の “Member”) を主に経由して車体フロアパネル (図中の “Panel”) に伝搬する．パネルでの膜振動 v_{body} が車室内のロードノイズを発生させる．図中 y は車室内ロードノイズであり， y_{tire} および y_{body} はそれぞれタイヤから直接伝搬したロードノイズおよびフロアを伝搬したロードノ

イズをあらわす。図中の“Structural dynamics”は車室内壁面における構造物の振動系の伝達特性を，“Acoustic dynamics”は車室内の音響系の伝達特性をそれぞれ示す。この伝搬プロセスは分布定数系であるため、無限次元系である。

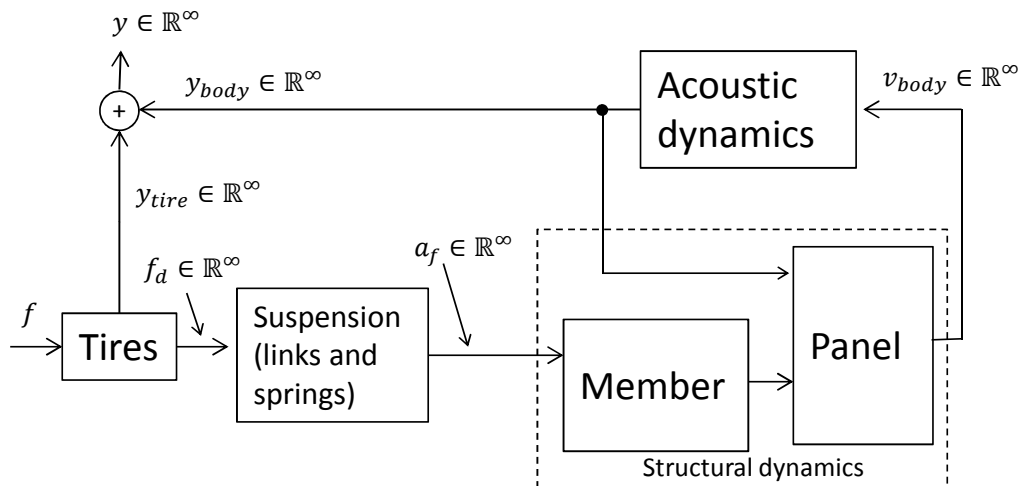


Fig. 2.1 Block diagram of road noise transfer process. Note that y , y_{body} , y_{tire} , f_d , a_f , and v_{body} belong to \mathbb{R}^∞ .

メンバとパネルとはお互いが連成した振動系を形成している。すなわち、それぞれのシステムの出力がお互いのシステムに入力され、作用を及ぼしあう。さらに、振動系と音響系とも閉空間内において強連成場を形成している。一般に、パネルはメンバに比べて機械インピーダンスが小さい。したがって、主にパネルと、同じくインピーダンスの小さい音響系との間でインピーダンス整合が成り立ち、強連成場が形成される。

2.1.2 制御システムの構成と補償器設計用モデルの導出

Fig. 2.2に、Fig. 2.1で表される対象を制御するための制御システムを示す。ここで、 u は n_u 個のアクチュエータにより生成された制御入力であるパネルの歪み、 a は n_a 個の加速度センサで得られた加速度信号である。コントローラ（図中の“Controller”）は図中の“Structural dynamics”で伝達特性が表されるパネル振動系に対して制御振動を印加する。

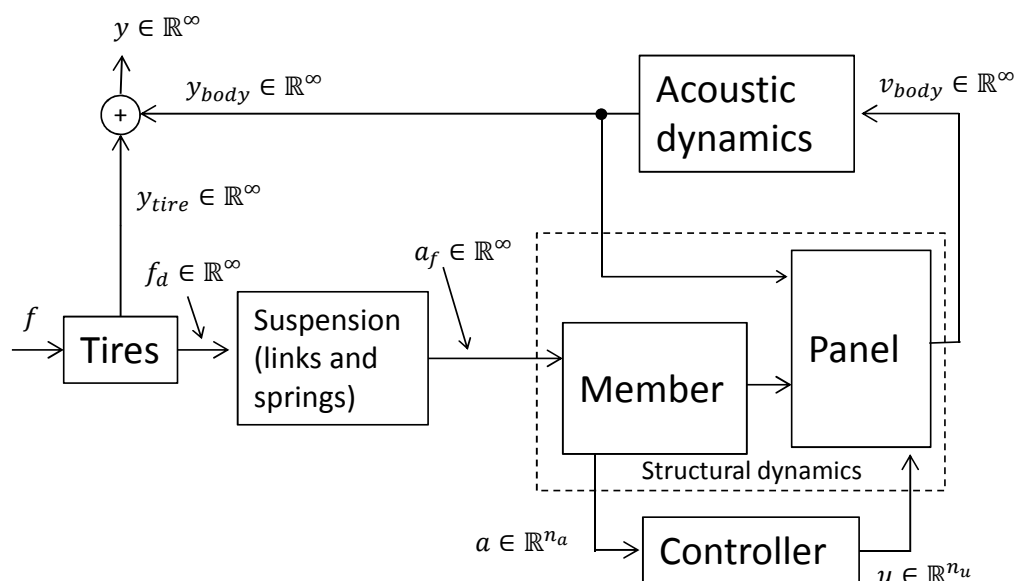


Fig. 2.2 Vibration transfer system of road noise and controller.

コントローラは、車室内のロードノイズ y を低減する制御入力信号 u を出力する。提案手法ではセンサとアクチュエータを同じ車体に配置する ASAC の構成を採用するため、アクチュエータから “Panel” および “Member” を経由したセンサへの振動伝達経路が無視できない場合がある。アクチュエータからセンサへの振動の伝達経路が無視できない場合には閉ループが生じ、安定性を考慮する必要がある。コントローラ内でアクチュエータからセンサへの音響または振動の伝達経路をキャンセルする手法 [23] も提案されているが、車両の振動伝搬システムは多入出力システムのため、この方法ではモデル誤差による閉ループの不安定化がおきやすくなることが予想される。一方、センサ・アクチュエータの配置によっては “Panel” から “Member” への伝達経路を無視できることもある。そこで、どちらの場合にも対応できる制御システム設計手法を構築する。“Panel” から “Member” への伝達経路が無視できない場合は提案手法はフィードバック制御、無視できる場合はフィードフォワード制御となる。実際、3.1 節での台上シミュレーションではフィードフォワード制御システムが構成され、3.3 節での走行シミュレーションでは、フィードバック制御システムが構成される。

以下の項目では，アクチュエーションおよびセンシング手法について述べ，制御システム設計のためのモデルを導出する．

アクチュエーション

アクチュエータとして，パネルに貼り付けた piezo アクチュエータを用いる．その理由は，車室内のロードノイズはパネルの膜振動により発生するため，パネルを歪ませる制御入力を与えるアクチュエータが望ましいと考えられるからである．

アクチュエータの貼り付け場所はパネル (図中の “Panel”) とする．理由は，パネルは機械インピーダンスが低く音響系と強連成されているため，音響系をより効率的に制御することが期待されるからである．また，アクチュエータへの制御指令信号から車室内ロードノイズまでの伝達関数の反共振周波数が，ロードノイズレベルの高い周波数帯域に入らない位置とする．

1 個のアクチュエータで静粛化できる空間や周波数帯域は限られている [24]．多数のアクチュエータをパネル上に配置すれば静粛化できるモードが増え，ロードノイズを低減できる空間と周波数帯域が広がることを期待できる．

実験車両におけるアクチュエータ配置導出手法の詳細は 2.3.2 項にて述べる．

センシング手法

センサの位置はメンバとする．理由は，音響系とのインピーダンス差が大きいメンバに配置したセンサにより，タイヤから侵入する振動を低雑音で検出することを期待できるからである．ほかの可能性としては，加振力 f の加振点により近いタイヤハブやサスペンション取り付け点近傍の振動 f_d を観測することが考えられる．しかし，タイヤハブと車体の間にはブッシュ (ゴム製) やショックアブソーバなどがあり，振動伝搬経路としては非線形性が無視できない．また，サスペンション取り付け点近傍の部材も振動振幅が大きいので，非線形性が無視できない．ここでは，線形な集中定数系として振動伝達経路をモデル化し，線形制御手法を適用するので，タイヤハブやサスペンション取り付

け点近傍にはセンサを配置しないこととする。また、タイヤと路面との間の振動状態をレーザを用いて直接計測する手法 [80] も考えられるが、同様に伝達経路の非線形性が無視できないため採用できない。

結果的に、センサとアクチュエータの貼り付け位置の部材の間には機械インピーダンスの差があるため、アクチュエーションによる振動はセンサには伝わりにくくなる。

実験車両におけるセンサ数・配置決定手法の詳細は 2.2.2 項にて述べる。

制御システム設計のための集中定数系近似によるモデル化

まず、Fig. 2.2 のシステムにおいて、システムの入出力に注目することで集中定数系近似し、Fig. 2.3 のようにモデル化する。 $f \in \mathbb{R}^{12}$ は4つのタイヤから前後、左右、上下方向に侵入する加振力、 $a_d \in \mathbb{R}^{n_a}$ は加速度センサ取り付け位置における外乱起因の振動、 $y \in \mathbb{R}^{n_y}$ はロードノイズ低減制御の目標とする n_y 個の位置での音圧レベル、 $a \in \mathbb{R}^{n_a}$ は n_a 個の加速度センサによって得られた観測値、 $u \in \mathbb{R}^{n_u}$ は n_u 個のアクチュエータへの指令信号をそれぞれあらわす。 $G_f^a(s)$ は Fig. 2.2 における f から “Tire” および “Suspension” を経て a_d までの伝達関数、 $G_{a_d}^y(s)$ は Fig. 2.2 における a_d から “Structural dynamics” と “Acoustic dynamics” の連成系を経て y までの伝達関数、 $G_u^y(s)$ は Fig. 2.2 における u から “Structural dynamics” と “Acoustic dynamics” の連成系を経て y までの伝達関数、 $G_u^a(s)$ は Fig. 2.2 における u から “Structural dynamics” と “Acoustic dynamics” の連成系を経て加速度センサ位置に生成する振動 a_u までの伝達関数をそれぞれ示す。 $R(s)$ は Fig. 2.2 における f から “Tire” を経て y までの成分と、加速度センサでは観測できなかった振動成分が騒音になる成分を重ねあわせた伝達関数を示す。 C は Fig. 2.2 における “Controller” 内に実装する補償器を示す。以下、混同の恐れが少ない場合には各変数の引数 (s) は省略する。

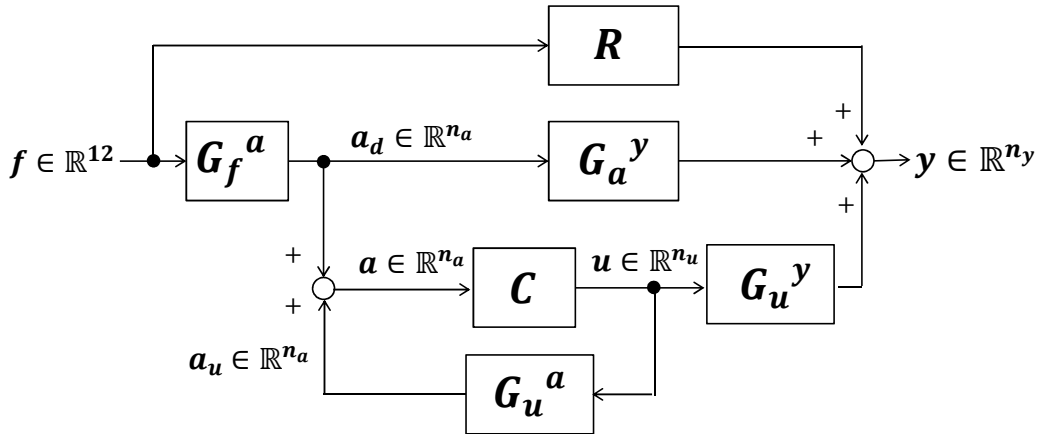


Fig. 2.3 Block diagram for controller design of ASAC system.

つぎに、それぞれの伝達関数をモデル化する．4輪から侵入する振動の状態により，励起される振動モードは変化しない．したがって，定常走行時においてタイヤからの加振力 f が入力された際の a_d と y との関係を伝達関数 \hat{G}_a^y としてモデル化すれば，以下のよう
に加速度 a_d からロードノイズの推定値 \hat{y} を得ることができる．

$$\hat{y} = \hat{G}_a^y a_d \quad (2.1)$$

この推定法は， \hat{G}_a^y のモデル化精度が十分に高く，さらに a_d と y とのコヒーレンスが十分に高い位置にセンサを配置できれば実用上有効である． a_d と y との間のコヒーレンスが高いことは，騒音の原因となる振動成分の大部分を，加速度センサにより観測できることを意味する．さらに， a_d と y との間のコヒーレンスが高い場合には， y の別の要因である R の寄与は小さく，無視できると考えることができる．したがって，実際にはモデル化が難しい G_f^a をモデル化することなく，観測可能な加速度 a_d を入力とし，推定可能なロードノイズレベル \hat{y} を制御量とする補償器が導出される．その他の伝達関数である G_u^y と G_u^a はアクチュエータにシステム同定用の信号を入力し，入出力の関係からモデル化を行う．

最終的に，加速度 a_d を入力とした制御システム設計のためのシステムは Fig. 2.4 のようにあらわすことができる．

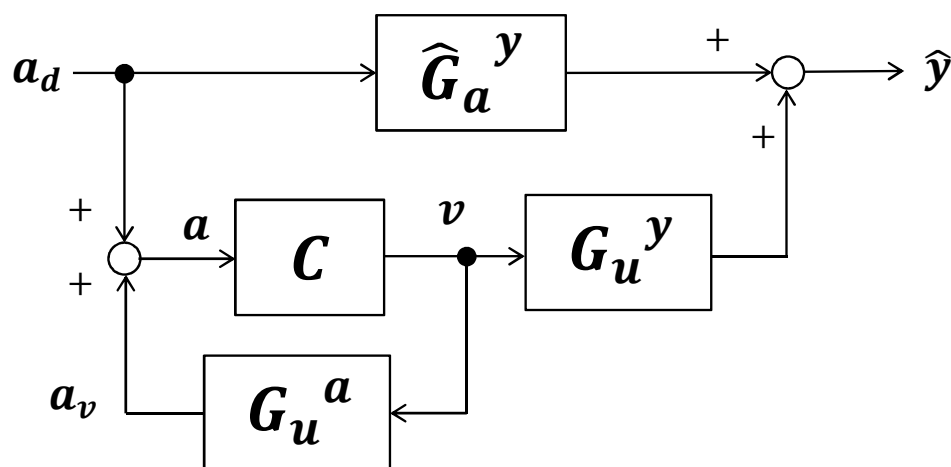


Fig. 2.4 Block diagram for controller synthesis.

2.2 周波数領域主成分分析に基づくロードノイズの推定

走行時のロードノイズをアクティブに低減するためには、理想的な台上実験の条件に比べてより複雑な音響・振動特性を考慮してセンサ・アクチュエータを配置する必要がある。また、車室内ロードノイズを推定するモデル、および多入出力になる補償器を設計する必要がある。

本節では走行環境への適用に向けて、2.1.1項で示した特徴を有するロードノイズ源振動の伝搬プロセスに対し、車両走行時の車体振動から車室内ロードノイズを推定するシステムを構築する。

走行時車室内ロードノイズの原因となる振動を取得するため、伝搬経路であるメンバに加速度センサを配置する。得られた加速度信号を入力とし、車室内のロードノイズ低減対象位置の音圧を出力とした伝達関数モデル (Fig. 2.4 中の \hat{G}_a^y) を同定することにより、車両走行時の車室内ロードノイズを推定する。

しかし、車両走行時のロードノイズ推定モデル導出のためには、以下の課題を解決する必要がある。

- (1) 路面からタイヤ4輪の3軸方向に侵入し、分布定数系である車体構造を伝搬する無限次元の非定常振動を、有限個のセンサで観測しなければならない。
- (2) 振動伝搬経路は複雑な分布定数系であるため、配置する複数のセンサ信号間に相関関係が存在する多重共線性 [81] が成立する可能性が高い。さらに、相関関係は周波数に依存する可能性が高い。

本節では、(1)の課題に対し、車室内ロードノイズ源となる振動成分を十分リッチに計測するために、加速度センサの数と配置を選定する手法を提案する。(2)の課題に対し、主成分分析を用いることで複数の入力信号から周波数ごとに独立成分を抽出し、ロードノイズ推定モデルを同定する手法を提案する。そして、車両実験データを用いたシミュレーションにより、高精度で過同定でないロードノイズ推定モデルが同定できることを検証する。

なお、得られた推定騒音には、メンバもしくはパネルを経由し車室内に発生したエンジン音や風切り音も含まれている。しかし、その割合は小さいため本論文では一括して車室内ロードノイズと呼ぶことにする。

2.2.1 ロードノイズ推定システムの構成

Fig. 2.5に、車両走行時の車体振動から車室内ロードノイズを推定するシステム構成を示す。

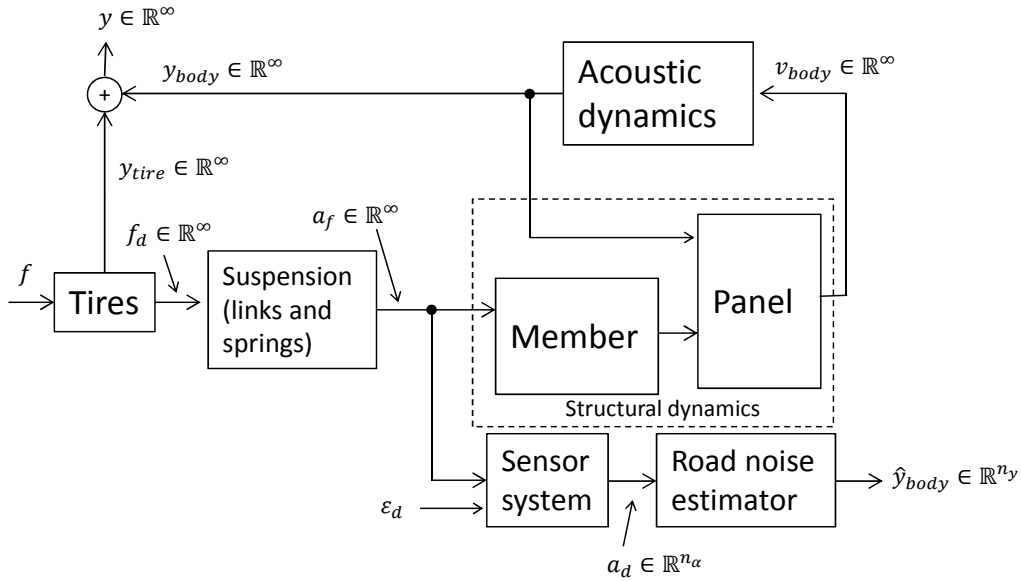


Fig. 2.5 Structure of the road noise estimation system.

“Sensor system” は，“Suspension” を介して侵入した無限次元の振動 a_f を，車体に配置した n_a 個の加速度センサで計測するシステムである．“Sensor system” には，ロードノイズ源となる振動以外の成分 ε_d が含まれて入力される．たとえば，エンジン振動や風による車体振動である．得られた加速度信号 a_d を元にロードノイズ推定システム（図中の“Road noise estimator”）により車室内ロードノイズ \hat{y}_{body} を推定する．なお，“Member” および “Panel”，“Acoustic dynamics” は線形近似が可能であると仮定する．

前記の2つの課題 (1), (2) はそれぞれ図中の “Sensor system” および “Road noise estimator” の設計問題に帰着される．

2.2.2 加速度センサシステムの設計

“Sensor system” は，つぎの指針に基づいて設計する．車室内ロードノイズ源となる振動成分を十分リッチに計測するために，配置する加速度センサの数と位置を網羅的に変化させ，ロードノイズ推定モデルの精度が最大となるパターンを選定する．

角周波数 ω における理想制御効果を

$$\Delta y(\omega) = 10 \log_{10}(1 - \gamma_q(\omega)^2) \tag{2.2}$$

と定義し、この値によりロードノイズ推定モデルの精度を見積もる。理想制御効果は制御効果の上界と考えられる。ここで、 k 個の加速度センサを選定したとき、 $\gamma_q(\omega)$ は k 個の a と q 番目のロードノイズ y_q との間のマルチプルコヒーレンス

$$\gamma_q(\omega)^2 = \frac{P_{ay_q}(\omega)^H P_{aa}(\omega)^{-1} P_{ay_q}(\omega)}{P_{y_q y_q}(\omega)} \quad (2.3)$$

である。 $P_{aa} \in \mathbb{R}^{k \times k}$, $P_{y_q y_q} \in \mathbb{R}$ はそれぞれ加速度とロードノイズのオートパワースペクトルであり、 $P_{ay_q} \in \mathbb{R}^{k \times 1}$ は加速度とロードノイズとの間のクロスパワースペクトルである。 H はエルミート転置をあらわす。一般に、マルチプルコヒーレンスは複数個の入力信号と出力信号との間の線形相関関係の度合いを示す。すなわち、出力信号が全て入力信号に起因している場合は1となり、まったく起因していない場合には0となる。入出力関係に非線形性が強くなると0に近づく[82]。したがって、加速度センサ信号とロードノイズとの相関が高いほど、マルチプルコヒーレンスは1に近づき、理想制御効果は大きくなる。

尺度をスカラーであらわすために、理想制御効果 $\Delta y(\omega)$ を制御周波数帯域 $[\omega_1, \omega_2]$ にわたって積分する。得られるオーバーオール(Overall; O.A.)[83]理想制御効果は、

$$\text{O.A.} \Delta y = 10 \log_{10} \left\{ \int_{\omega_1}^{\omega_2} W_A(\omega) (1 - \gamma_q(\omega)^2) d\omega \right\} \quad (2.4)$$

となる。ここで、 $W_A(\omega)$ は周波数重み関数で、人間の耳の聴感特性であるA特性[92]を用いる。

振動を計測するために使用するセンサ数が少なすぎれば、ロードノイズ源となる振動の独立成分を十分に取得できない。逆に、センサ数が多すぎれば、多重共線の問題が発生する。また、ロードノイズ源でない振動をより多く観測してしまうため、過同定がおこることが予想される。さらに、配線の取り回しなど実装上の困難も増大するため現実的でない。以上の条件を考慮し、つぎに述べる手順によってその数と配置を決定する。

Step 1: センサ位置候補となる点に加速度センサを配置し，車室内にロードノイズを検出するマイクを設置する．車両走行時の加速度センサの出力

$$a = \{a_p \mid p = 1, \dots, \bar{n}_a\}$$

とロードノイズ

$$y = \{y_q \mid q = 1, \dots, n_y\}$$

とを計測する．ここで \bar{n}_a は加速度センサ候補点数であり，最終的に選択されると予想される加速度センサ数 n_a よりも十分多く選んでおく．また， n_y はロードノイズ観測位置の数である．

Step 2: \bar{n}_a 個の加速度から任意の k 個の加速度信号の組を選び，(2.4) 式のオーバーオール理想制御効果を計算する．

Step 3: オーバーオール理想制御効果が要求仕様を満たす数および配置のセンサの組み合わせを選択する． □

2.2.3 ロードノイズ推定器の設計

“Road noise estimator” は，つぎの指針に基づいて設計する．複数の入力信号間に相関関係があるとき，複数のセンサから得られる信号の独立成分はセンサ数よりも少なくなることが予想される．そこで，主成分分析を用いて，有効な主成分のみを用いたロードノイズ推定モデルを同定する．すなわち，入出力信号をフーリエ変換して得られた周波数特性行列を特異値分解し，主成分となりうる十分特異値が大きい成分のみを用いて，システム同定を行う．騒音振動系のパラメトリックモデルを得るために，周波数領域でのカーブフィッティング法を用いる．

ほかの方法としては，実験モード解析 [84] により車体の音響振動モード形状を把握しながらセンサ位置を決定し，ロードノイズ推定モデルを同定する方法が考えられる．し

しかし、対象とするロードノイズの周波数帯域では、ロードノイズを推定するのに十分な精度の車体音響振動モデルを導出することが難しいと予想されるため、本論文では、限定された個数の加速度センサおよびマイクへの入出力信号を用いたロードノイズ推定モデル導出手法を提案する。

Fig. 2.5 を考えた場合，“Sensor system” で得られる加速度 a_d は車室内ロードノイズ y_{body} よりも時間的に前に到達するため、提案するロードノイズ推定システムは因果的であると仮定する。ただし、Fig. 2.5 において、 y_{tire} が y_{body} に比べて無視できない場合には、提案手法によるロードノイズ推定システムが因果的でなくなる可能性がある。本論文で対象とするシステムにおいては y_{tire} の影響は十分小さく、システムが因果的であるとみなせた。このことは3.2節にて検証する。

以下，“Road noise estimator” の設計手順を説明する。

Fig. 2.6 に、同定するロードノイズ推定モデル (“Road noise estimator”) のブロック $\hat{G}_a^y(s) (\in \mathbb{C}^{n_y \times n_a})$ を示す。モデルの入力信号は2.2.2項で決定した位置に設置した n_a 個の加速度センサ信号 $a_p(t) (p = 1, \dots, n_a)$ である。出力信号は車室内の制御対象の箇所に設置したマイクで得られたロードノイズ信号 $y_q(t) (q = 1, \dots, n_y)$ である。 s はラプラス演算子である。以下、議論を単純化するために i 番目のマイクのみを考え、 i 番目のロードノイズ信号 $y_i(t)$ を出力信号とする。

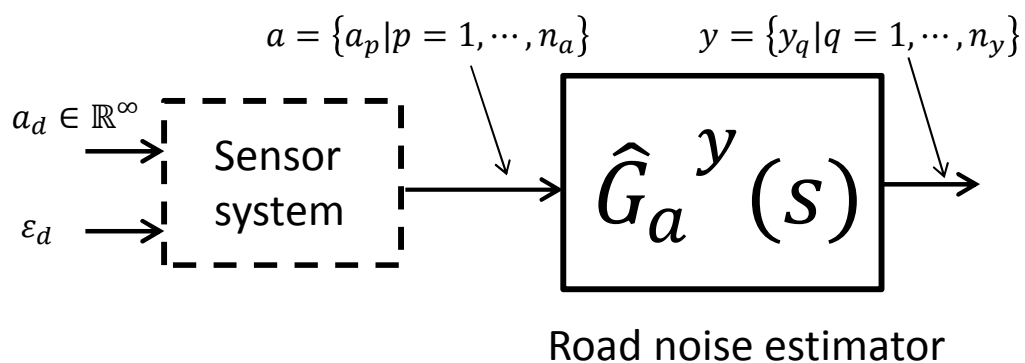


Fig. 2.6 Road noise estimation model.

以下に、ロードノイズ推定モデル $\hat{G}_a^y(s)$ の同定手順を示す。

Step 1: N 組の入出力データ

$$\{y_i^n(t), a_p^n(t)\}_{t \in [t_s^n, t_e^n]} \text{ for } n = 1, \dots, N, p = 1, \dots, n_a$$

を用意する．ここで， n はデータセット番号， t_s^n は n 番目のデータの開始時刻， t_e^n は n 番目のデータの終了時刻である． $y_i^n(t)$ は n 番目のデータセットに含まれる i 番目のマイクで計測されたロードノイズ時系列データをあらわし， $a_p^n(t) (p = 1, \dots, n_a)$ は n 番目のデータセットに含まれる n_a 個の加速度時系列データをあらわす．

Step 2: (2.5)式のデータをフーリエ変換し， $N \times n_a$ 個の加速度スペクトル $A_p^n(j\omega) (n = 1, \dots, N, p = 1, \dots, n_a)$ と， N 個のロードノイズスペクトル $Y_i^n(j\omega) (n = 1, \dots, N)$ を得る．すなわち， \mathcal{F} をフーリエ変換とすると，

$$A_p^n(j\omega) = \mathcal{F}[a_p^n(t)] \quad (2.5)$$

$$Y_i^n(j\omega) = \mathcal{F}[y_i^n(t)] \quad (2.6)$$

である． n 番目の入出力スペクトルである $A_p^n(j\omega)$ と $Y_i^n(j\omega)$ とを用いて，加速度信号からロードノイズを推定するモデルを以下の式により線形モデル [85] としてあらわす．

$$Y_i^n(j\omega) = \hat{g}_1(j\omega)A_1^n(j\omega) + \hat{g}_2(j\omega)A_2^n(j\omega) + \dots + \hat{g}_{n_a}(j\omega)A_{n_a}^n(j\omega) + w_i^n(j\omega) \quad (2.7)$$

ここで， $\hat{g}_p(j\omega) (p = 1, \dots, n_a)$ は線形モデルの係数であり， $w_i^n(j\omega)$ は残差とする．以下のStep 3からStep 5の計算を，ロードノイズ推定モデルを同定する周波数帯域 $\omega \in [\omega_1, \omega_2]$ に属する全ての ω に対して行う．

Step 3: (2.7)式のモデルを N 個のデータを用いて作成し，縦方向に並べ，以下のようにあらわす．

$$Y_i(j\omega) = A(j\omega)\hat{G}_a^{y_i}(j\omega) + W_i(j\omega) \quad (2.8)$$

ここで、各変数を以下のとおり定義する.

$$\begin{aligned}
 Y_i(j\omega) &= \begin{bmatrix} Y_i^1(j\omega) \\ \vdots \\ Y_i^N(j\omega) \end{bmatrix}, \\
 A(j\omega) &= \begin{bmatrix} A_1^1(j\omega) & \cdots & A_{n_a}^1(j\omega) \\ & & \vdots \\ A_1^N(j\omega) & \cdots & A_{n_a}^N(j\omega) \end{bmatrix}, \\
 \hat{G}_a^{y_i}(j\omega) &= \begin{bmatrix} \hat{g}_1(j\omega) \\ \vdots \\ \hat{g}_{n_a}(j\omega) \end{bmatrix}, \\
 W_i(j\omega) &= \begin{bmatrix} w_i^1(j\omega) \\ \vdots \\ w_i^N(j\omega) \end{bmatrix}.
 \end{aligned}$$

$\hat{G}_a^{y_i}(j\omega)$ は、加速度 $a(t)$ からロードノイズ $y_i(t)$ を推定するノンパラメトリックモデルである.

Step 4: $A(j\omega)$ を (2.9) 式のように特異値分解する.

$$A(j\omega) = \begin{bmatrix} U_1(j\omega) & U_2(j\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Sigma_1(j\omega) & 0 \\ 0 & \Sigma_2(j\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1(j\omega)^H \\ V_2(j\omega)^H \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

ここで、 $\Sigma_1(j\omega)$ および $\Sigma_2(j\omega)$ はそれぞれ推定モデルの主成分および主成分でない特異値が対角に並んだ行列、 $[U_1(j\omega) \ U_2(j\omega)]$, $[V_1(j\omega) \ V_2(j\omega)]^H$ はユニタリ行列である.

Step 5: $A(j\omega)$ の特異値の小さい成分を除去し、主成分のみを抜き出すことで、予想される多重共線性を回避する. Σ_2 を 0 とおき,

$$\hat{A}(j\omega) = U_1(j\omega)\Sigma_1(j\omega)V_1(j\omega)^H \quad (2.10)$$

とする. (2.8) 式と (2.9) 式, および (2.10) 式から,

$$Y_i(j\omega) = \hat{A}(j\omega)\hat{G}_a^{y_i}(j\omega) + W_i(j\omega) \quad (2.11)$$

となる.

(2.11) 式の左から擬似逆行列 $\hat{A}(j\omega)^\dagger$ を乗算して整理し, ノンパラメトリック推定モデル

$$\hat{G}_a^{y_i}(j\omega) = \hat{A}(j\omega)^\dagger Y_i(j\omega) \quad (2.12)$$

を得る.

Step 6: ロードノイズ推定モデルの同定周波数帯域である $\omega \in [\omega_1, \omega_2]$ に対して, (2.12) 式を求め, $[\omega_1, \omega_2]$ にわたって, (2.13) 式であらわされる出力誤差率を計算する.

$$J = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \left\| \frac{Y_i(j\omega) - \hat{A}(j\omega)\hat{G}_a^{y_i}(j\omega)}{Y_i(j\omega)} \right\|_2^2 d\omega \quad (2.13)$$

(2.9) 式の Σ_1 の次元を変化させて Step 5 の計算を行い, 以下の基準を満たす $\hat{G}_a^{y_i}(j\omega)$ をロードノイズ推定モデルとして選定する.

- (1) モデルのロードノイズ推定精度が所定値よりも高くなる.
- (2) モデルのロードノイズ推定精度のゆらぎが所定値以下である.

ここで, 基準 (1) により, 必要なロードノイズ推定精度を担保することを期待する. 基準 (2) により, 過同定を回避した推定モデルが導出されることを期待する.

Step 7: Step 1 から Step 5 までの計算を全てのロードノイズ信号 y_q ($q = 1, \dots, n_y$) に対して行う. 得られた $\hat{G}_a^{y_1}, \dots, \hat{G}_a^{y_{n_y}}$ を横に並べることにより, n_a 個の加速度センサから n_y 個のロードノイズを推定するモデルの周波数特性

$$\hat{G}_a^y(j\omega) = \begin{bmatrix} \hat{G}_a^{y_1}(j\omega) & \dots & \hat{G}_a^{y_{n_y}}(j\omega) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

を得る. そして, 周波数領域におけるカーブフィッティング [30] などの方法で, パラメトリックモデル $\hat{G}_a^y(s)$ を導出する. \square

2.3 車載用ロードノイズアクティブ構造騒音制御システム

本節では，車載用ロードノイズ低減制御システム構築に向けて，2.2節で扱っていないアクチュエータの数・配置決定方法，および補償器設計法を提案する．

2.3.1 制御システムの構成と設計指針

2.1.2項で導出した制御システム設計のためのモデル (Fig. 2.4) を元に，補償器を設計する．

入力 a_d から出力 \hat{y} までの伝達関数は

$$G_{a_d}^{\hat{y}}(s) = \hat{G}_a^y(s) + G_u^y(s)C(s)(I - G_u^a(s)C(s))^{-1} \quad (2.15)$$

となる． $G_u^y(s), G_u^a(s)$ はアクチュエータの配置に依存することが留意点である．ロードノイズの低減は，以下の評価関数 J を最小化する補償器 C を設計する問題である．

$$J = \|G_{a_d}^{\hat{y}}\|_2 \quad (2.16)$$

$$= \|\hat{G}_a^y + G_u^y C (I - G_u^a C)^{-1}\|_2 \quad (2.17)$$

聴覚上，より大きなロードノイズ低減効果を期待できるエネルギーの制御を目的とするため，評価には2ノルムを用いる．

後述するように， G_u^a は高次のシステムであり，モデル化誤差は避けられない．そこで， C が安定化補償器となるように

$$\|G_u^a(s)C(s)\|_{\infty} < 1 \quad (2.18)$$

を満たす $C(s)$ を用いることとする．一方， G_u^y のゲインが過小である場合， J を小さくするためには C のゲインが高いことが必要となり，閉ループの安定化に支障をきたす恐れがある．そこで，アクチュエータ数および配置が設計自由度であることを利用し， G_u^y と G_u^a とが補償器 C を設計しやすい特性となる位置にアクチュエータを配置し，つぎに補償器 C を H_2 最適化する．

2.3.2 アクチュエータの配置

J の値を下げるために、 G_u^y および G_u^a がつぎの要件を満たすアクチュエータ配置を探索する。

- (1) 制御帯域で $G_u^y(j\omega)$ のゲインが十分に大きい。
- (2) 制御帯域で $G_u^y(j\omega)$ の条件数が閾値より小さい。
- (3) 制御帯域で $G_u^a(j\omega)$ のゲインが閾値より小さい。

要件 (1) は、ゲインの小さな C で J を最小化するための、 G_u^y に対する条件である。アクチュエータにより、ロードノイズ低減に十分な音圧を発生できることを意味する。ロードノイズレベル $\|y_R(\omega)\|_2$ と、複数のアクチュエータが発生できる音圧の上界とを用いた (2.19) 式を基準とし、十分な音圧を発生できるアクチュエータの数および配置を選択する。

$$\|y_R(\omega)\|_2 \leq \sum_{i=1}^{n_u} \|G_{u_i}^y(j\omega)u_{sat}(j\omega)\|_2, \forall \omega \in [\omega_1, \omega_2] \quad (2.19)$$

ここで、 $u_{sat}(j\omega)$ はアクチュエータの定格入力に相当するエネルギーをもつ帯域制限白色雑音である。 $[\omega_1, \omega_2]$ は制御周波数帯域である。

要件 (2) は、車室内の複数の点での音圧を、制御周波数帯域にわたって制御するために G_u^y に要請される条件である。 n_u 個のアクチュエータ入力信号から n_y 個の車室内計測点での音圧での周波数伝達関数

$$G_u^y(j\omega) = \begin{bmatrix} G_{u_1}^{y_1}(j\omega) & \cdots & G_{u_{n_u}}^{y_1}(j\omega) \\ \vdots & & \vdots \\ G_{u_1}^{y_{n_y}}(j\omega) & \cdots & G_{u_{n_u}}^{y_{n_y}}(j\omega) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

の条件数を

$$\kappa(\omega) = \sigma_{\max}(\omega)/\sigma_{\min}(\omega) \quad (2.21)$$

とおく。ここで、 $\sigma_{\max}(\omega), \sigma_{\min}(\omega)$ はそれぞれ $G_u^y(j\omega)$ の最大・最小特異値である。要件 (2) は、制御周波数帯域にわたって、

$$\kappa(\omega) < \kappa_{th}, \forall \omega \in [\omega_1, \omega_2] \quad (2.22)$$

を満たすことである。ここで、 κ_{th} は事前に設定した閾値である。制御対象は分布定数系であり、またアクチュエータには入力制限があるので、 $\kappa(\omega)$ が大きい周波数では、 n_u 個のアクチュエータで n_y 箇所の騒音を独立に制御できない可能性がある。 $\kappa(\omega)$ は制御のしにくさをあらわす指標である。

要件 (3) は、閉ループの安定化の容易性を見積もるための条件である。 G_u^a のゲインができるだけ小さい位置にアクチュエータを配置し、 C が閉ループを容易に安定化できる制御対象を構成することをねらう。 G_u^a のゲインは限りなく小さい必要はなく、(2.17) 式を最小化する C が、 G_u^a と構成する閉ループの安定性を満たせばよい。

G_u^a のゲインの指針値を求めるために、小ゲイン定理 [88] の結果を用いる。Fig. 2.4 のシステムでは、 J を最小化する補償器 C と、 G_u^a との間で

$$\|G_u^a(s)C(s)\|_\infty < 1 \quad (2.23)$$

が成り立てば閉ループは安定である。ここで、 $G_u^a(s)$ は物理的な性質から、安定なシステムと仮定できる。後述するように補償器 $C(s)$ は、システム同定により得られたパラメトリックモデル $G_u^y(s)$ 、 $G_u^a(s)$ および $G_u^y(s)$ を用いて H_2 設計により求める。しかし、アクチュエータ配置の候補は無数に存在するため、アクチュエータ配置探索段階において全ての候補に対してパラメトリックモデルを同定し、 H_2 補償器 $C(s)$ を設計したうえで、(2.23) 式の成立を確認することは実用上効率的ではない。パラメトリックモデル同定および補償器設計にはチューニング要素が存在し、アクチュエータ配置候補ごとに設計者によるチューニングが必要になるからである。

パラメトリックモデルによる補償器設計を行わず、ノンパラメトリックな周波数特性 $G_u^y(j\omega)$ および $G_u^a(j\omega)$ を用いて補償器の周波数特性 $C(j\omega)$ を見積もり、 $G_u^a(j\omega)$ と $C(j\omega)$ とがつくる閉ループの安定化容易性を見積もる。そのために、 $G_u^a(j\omega)$ のゲインの指針値を (2.23) 式に代えて、(2.24) 式で求める。

$$\sup_{\omega \in [\omega_1, \omega_2]} \sigma_{max}(G_u^a(j\omega)C(j\omega)) < 1 \quad (2.24)$$

ここで, C_{FF} の周波数特性を

$$C_{FF}(j\omega) = G_u^y(j\omega)^\dagger G_a^y(j\omega) \quad (2.25)$$

とおいた.

最終的にはゲインの低い $G_u^a(j\omega)$ が選択されると期待されることを考慮し, (2.15) 式に $s = j\omega, G_u^a(j\omega) = 0, C(j\omega) = C_{FF}(j\omega)$ を代入すると, $G_{a_d}^y(j\omega) = 0$ となる. すなわち, $C_{FF}(j\omega)$ は評価関数 J の値を小さくする特性をもつ. したがって, J の最小値を与える $C(s)$ のゲイン特性と (2.25) 式でもとめた $C_{FF}(j\omega)$ のゲイン特性とには, 類似性があると期待できる. ただし, (2.25) 式で求めた $C_{FF}(j\omega)$ は安定プロパーな関数で近似できる特性とは限らない. しかし, (2.24) 式が成り立つ位置にアクチュエータを配置した場合, (2.23) 式を満たす $C(s) \in RH_\infty$ が存在する可能性が高く, $C(s)$ がロバストな安定化補償器となることが期待できる. したがって, (2.24) 式により, パラメトリックな補償器 $C(s)$ を設計することなく, G_u^a が構成する閉ループの安定化の容易性を見積もることが可能と期待できる. 無数に存在するアクチュエータ候補に対して (2.24) 式および (2.25) 式を計算機上で繰り返し演算し, アクチュエータの配置が適切かどうかを判定する計算は, 計算機プログラミングすることにより, 自動化することが可能である.

$C(s)$ が安定化補償器かどうかは, 最終的に選択された箇所にアクチュエータを設置し, システム同定により $G_a^y(s), G_u^a(s)$ および $G_u^y(s)$ を求め, コントローラを設計することで, 検証をする必要がある. また, 最終的には実機実験で検証する必要がある.

なお, 後述するとおり実機における閉ループにはデジタルコントローラの計算時間遅れやローパスフィルタフィルタが存在する. しかし, これらの要素は制御周波数帯域 $[\omega_1, \omega_2]$ で伝達関数が 1 と近似でき, かつ G_u^a の入出力に対して対角要素に作用するため, (2.23) 式または (2.24) 式計算時に考慮しなくてもよい.

安定性を維持するためのべつの方法として, センサ・アクチュエータを同じ位置 (コロケーション) に配置する方法が考えられる. コロケーション配置をすると G_u^a は最小位相系になるため, 閉ループシステムの位相余裕を増やすことができる. しかし, アクチュ

エータが発生する振動 a_v がロードノイズ源振動 a_d に対して雑音となり、センサで計測される加速度信号 a の S/N が悪化する。そのため、本システムに適用するとロードノイズ推定性能が低下してしまい適さない。アクチュエータからの振動の伝搬を少なくするために、本システムではセンサとアクチュエータとは空間的に離して配置する。

以下のアクチュエータ配置の決定手順を示す。

Step 1: 対象車両によりテストコースなどを走行して得られたロードノイズの周波数特性を元に、目標とするロードノイズレベル $y_R(\omega)$ を周波数領域において定める。

Step 2: 車体外板上にアクチュエータ候補点を設定し、各候補点における振動から車室内ロードノイズ計測点音圧までの周波数特性を測定する。

Step 3: Step 2 で選定した候補点の中から、Step 2 で得た伝達関数のゲインが制御周波数帯域において高い複数個のアクチュエータ候補点の組みあわせを抽出し、アクチュエータを取り付ける。この時点では、候補点は最終的なアクチュエータ数に対して十分多く選んでおく。アクチュエータにシステム同定用の信号を入力し、全てのアクチュエータ入力電圧 u から車室内音圧 y までの周波数伝達関数 $G_u^y(j\omega)$ 、および全てのアクチュエータ入力電圧 u から加速度 a までの周波数伝達関数 $G_u^a(j\omega)$ を取得する。

Step 4: 要件 (1) を満たしているか判定する。(2.19) 式の右辺が、Step 1 で設定した目標とするロードノイズレベルに対して、制御周波数帯域にわたって十分大きければ、その組みあわせをアクチュエータの組の候補として選ぶ。

Step 5: 要件 (2) を満たしているか判定する。Step 4 で得られたアクチュエータ組の候補のなかで、(2.22) 式を満たさない場合には、車室内音圧を全ての制御帯域にわたって制御できないとして棄却する。

Step 6: 要件 (3) を満たしているか判定する。Step 5 で得られたアクチュエータ組の候補のなかで、(2.24) 式の条件を満たさない場合は、閉ループ系が不安定化する恐れがあるため、棄却する。

Step 7: Step 5 および 6 で棄却されなかったなかで、(2.19) 式右辺の値が最も高いアクチュエータの組を選ぶ。 □

2.3.3 H_2 補償器の設計

Fig. 2.4 において、 \hat{y} を低減するには、 a_d から \hat{y} までの伝達関数のゲインを、制御周波数帯域にわたって低減する補償器 C を求めればよい。そこで、問題を H_2 補償器設計問題 [91] に帰着させる。ここで、 H_∞ 制御を用いた場合はロードノイズの最大値を減らすことを意味し、 H_2 制御を用いた場合はロードノイズのエネルギーを減らすことを意味する。聴覚上、より大きなロードノイズ低減効果を期待できるエネルギーの制御を目的とするため、 H_2 制御を採用した。

また、 H_2 制御器設計を採用したその他の理由は以下のとおりである。自動車車室内では低周波から高周波までの振動・騒音が共存するため、制御帯域外で補償器のゲインを十分に低くしなければその他の騒音を増大してしまう恐れがある。 H_2 制御器設計では重み関数を適切に設計することにより、補償器の周波数特性、アクチュエータの最大出力値、そして目標とする制御効果の周波数特性を整形することができる。フィードバックループが存在する場合でも、 H_2 補償器はそのループの安定性を理論的に保証するため、ゲインチューニングが不要である。

一般化プラントの構成

J を最小化する補償器を、 H_2 設計法により求める。制御システムの物理的制約やロードノイズ低減のための要求仕様を考慮するため、一般化プラントを Fig. 2.7 のように構成する。 L_1 はアンチエイリアシングフィルタ、 L_2 は 0 次ホールドされた制御指令信号の平

間が特に騒音に対して感度の高い周波数帯域において、補償器のゲインを増大させることを期待する。重み関数 W_b は、制御帯域を通過帯域としたバンドパスフィルタを用いる。この重み関数により、制御帯域外でのゲインを低減させることを期待する。一般化プラントは W_b を併合した拡大システム [93] を構成しており、補償器 C として、 $W_b C_{H_2}$ を実装する。 H_∞ 制御におけるループ整形法 [94] に近い設計法である。重み関数 W_c は定数を要素とした対角行列とする。アクチュエータへの入力電圧を制限して飽和を防ぐことを意図する。各アクチュエータから車室内音圧までの伝達関数ゲインは異なる。そこで、重み関数 W_c の各アクチュエータに対応する成分の値を変えることで、それぞれのアクチュエータの入力制限として異なる値を設定することができる。重み関数 W_d はロードノイズを模擬したパワースペクトルをもつ関数とする。 W_d の導入より、ノイズの大きな周波数帯域でのゲインを相対的に増大させることを意図する。 W_a と W_d は閉ループシステムの周波数整形を行い、 W_b と W_c は一巡伝達関数の周波数整形を行う。

モデル化誤差は不可避であり、安定余裕やロバスト性については設計する必要がある。特に、車両の経年劣化やフロアパネルへの付着物などによるモデル誤差が発生した場合、システムが不安定化してしまう可能性がある。この問題に対し、感度関数による解析によりシステムのロバスト性が十分になるように重み関数 W_b および W_c を適切に設計することで、モデル誤差に対してロバストな制御システムが設計されることが期待できる。また、定期的にシステム同定を行うことでモデルを随時修正する方法も考えられる。

補償器の設計

補償器は以下に示す評価関数 J を最小化する。

$$J = \left\| \begin{array}{c} J_1 \\ J_2 \end{array} \right\|_2 \quad (2.27)$$

ここで、

$$J_1 = \begin{bmatrix} W_a(\hat{G}_a^y + G_u^y L_2 C W_b T_d L_1 (I - G_u^a L_2 C W_b T_d L_1)^{-1}) W_d \\ W_c L_2 C W_b T_d L_1 (I - G_u^a L_2 C W_b T_d L_1)^{-1} W_d \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$J_2 = \begin{bmatrix} W_a G_u^y L_2 C W_b T_d L_1 (I - G_u^a L_2 C W_b T_d L_1)^{-1} \varepsilon \\ W_c L_2 C W_b T_d L_1 (I - G_u^a L_2 C W_b T_d L_1)^{-1} \varepsilon \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

である。 J は $[w_1^T, w_2^T]^T$ から $[z_1^T, z_2^T]^T$ までの伝達関数行列を評価する関数である。式 (2.28) および式 (2.29) の上段はロードノイズ低減制御の性能を評価する項である。式 (2.28) および式 (2.29) の下段はアクチュエータ入力信号を評価する項である。

車室内の特定の点でなく、複数の点でロードノイズレベルを下げるのが制御目的である場合には、 z_1 はロードノイズレベルを下げる点の数と同じ次元のベクトルであり、式 (2.27) で評価する伝達関数行列のサイズは、 z および w の次元に依存する。位置によって制御効果に差をつけたい場合には、 z_1 の直前にスカラー値を要素とした対角行列を重み関数として挿入する。

計算機の性能の範囲で実装可能な補償器を求めるために、サンプリング周波数はデジタルコントローラ実装段階で決定する。そのため、一般化プラントは連続時間システムとし、連続時間補償器を設計、そして離散化する手順を採る。設計される補償器は高次であるので低次元化を行う。車載用補償器の場合、デジタルコントローラに実装できる次数に比べて、低次元化前の補償器次数が大き過ぎ、低次元化の際の周波数特性の歪みが大きくなる恐れがある。そこで、制御帯域での補償器の周波数特性の歪みをできるだけ少なくするために、周波数重み付き低次元化 [99] を行う。

2.4 まとめ

本章では以下の考察の下に、自動車の車室内騒音の主要な成分の一つであるロードノイズを、アクティブ制御によって低減する方法を提案した。

2.1 節において、車輪に入力される加振力がロードノイズとなるまでのプロセスをモデル化し、以下のとおり制御システム設計を行った。

- (1) 閉空間における音響モードと振動モードの強連成場に起因するロードノイズを低減するために、アクティブ構造騒音制御 (ASAC: Active Structural Acoustic Control) 法による制御システム構成を提案した。

- (2) センサをメンバ，アクチュエータをパネルに配置することで，分布定数系である音響・振動系を集中定数系に近似し，制御システム設計モデルを導出した。

2.2節では，車両走行時の車体振動から車室内ロードノイズを推定するシステムの構成方法を提案した。ロードノイズ推定システムは，センサシステムおよびロードノイズ推定器から構成される。

センサシステムの構成方法として，制御周波数帯域におけるロードノイズ源振動をリッチに計測するための加速度センサ数および配置を決定する方法を提案した。選択したセンサにより得られる推定モデルの精度を，システム同定を行うことなく定量的に見積もる尺度として，マルチプルコヒーレンスから計算される理想制御効果を導入した。理想制御効果に基づいてセンサシステムを設計することで，狙いとする制御効果に応じたセンサ数および配置を決定することを可能とした。

複数の加速度センサで計測される信号間には相関関係があり，多重共線性が成り立つ可能性が高い。また，周波数ごとに相関関係が異なる可能性も高い。この問題を回避するために，ロードノイズ推定器の入力信号である加速度データ行列を周波数領域において主成分分析し，主成分のみを用いて推定モデルを同定する方法を提案した。この手法により，入力信号間に多重共線性が存在する場合でも，過同定となることを避けながら，十分な精度のモデルの同定が可能となった。

2.3節において，走行時の車室内ロードノイズを下げるため，アクチュエータ配置を求める手法を提案した。この手法では，以下3条件を満たすアクチュエータの組を選んだ。

- (1) ゲインの小さな補償器によりロードノイズを制御するために，アクチュエータ入力信号からロードノイズまでの伝達関数のゲインができるだけ大きい。
- (2) 全ての制御周波数帯域にわたって車室内音圧を制御するために，アクチュエータ入力信号からロードノイズまでの伝達関数行列の条件数が十分に小さい。
- (3) 閉ループの安定余裕を十分大きくとるために，アクチュエータ入力信号から加速度センサまでの伝達関数と補償器とが小ゲイン定理を満たす。

非周期騒音であるロードノイズのエネルギーを広い周波数帯域にわたって低減する手法として，制御システム設計問題を H_2 制御問題に帰着した．また，一般化プラントの構成法および重み関数の設計法を提案した．

第3章

計算機シミュレーションによる提案手法の検証

本章では，車両を用いたロードノイズのアクティブ構造騒音制御システムを構築し，2章で提案したシステムコンセプト，ロードノイズ推定システム，および車載用制御システムの有効性を検証する．車両を用いた台上および走行実験で得られたデータを元に，計算機シミュレーションを行う．

3.1 台上実験データによるコンセプト検証

最終的には，提案手法の有効性を走行実験により検証する必要があるが，コストと時間がかかるため事前に台上にて原理確認を行う．本節では，ASACシステムとしての制御システムの構成とモデリング，そして H_2 補償器の設計法の有効性に関する原理確認を行った．別課題としてロードノイズ源となる振動のセンシングとロードノイズの推定手法の有効性の原理確認が必要であるが，台上実験と走行実験とでは実験条件が大きく異なるので3.2節にて扱う．

3.1.1 実験条件

問題を原理確認が行える程度に以下のように単純化した．対象車両は排気量 1.3 L の小型乗用車とし，半無響室内の台上にて実験を行った．Fig. 3.1 に実験装置の外観を示す．車両はほぼ左右対称の構造であり，ロードノイズ源となる振動は前後両輪から侵入する

ので、車体右側の加振力と左側の加振力の効果はほぼ左右対称であると考えられる。そこで、右側前後2つのタイヤ近傍の点に路面からの加振力に相当する振動を印加した。また、複数点での制御結果の違いを検証するために、運転席左右耳元2点でのロードノイズ低減を目的とした。2点の制御点におけるロードノイズを低減するため、2個のアクチュエータを使用した。2個の独立したロードノイズ源から侵入する振動を観測するため、2個のセンサを使用した。



Fig. 3.1 The experimental vehicle in the semi-anechoic room.

Fig. 3.2 に実験装置の概要を示す。タイヤから侵入する振動を模擬した信号を、信号発生器 (図中の “Noise generator”; HP 社製 3562A) により生成し、電磁加振器 (図中の “Shaker”; VTS 社製 VTS100) により車体に印加した。車軸を加振点とした場合は、ショックアブソーバなどでの減衰が大きく、出力の限られる電磁加振器では十分に加振できな

い。そこで、車軸と車体との代表的な接合点であり、ロードノイズの原因となる振動の主要な侵入点である右後輪ロワリンクのボディ付け根と右前輪 A 型アームを加振点とした。センサ (図中の “Sensor”) には力センサ (Brüel and Kjær 8200) を使用した。本実験ではセンシングに関してはできるだけノイズの少ない理想的な条件で実験を行うため、加速度センサに代えて力センサを使用した。アクチュエータには、車体のフロアパネルに貼り付けた 2 枚の piezo アクチュエータ (図中の “Piezo-actuator”; 富士セラミックス社製 Z0.5T20x50R-SYX C82; サイズ 20mm x 50mm) を使用した。アクチュエータを高電圧アンプ (図中の “Amp”) により駆動した。マイクロフォンは運転席左右耳元位置に取り付けた。センサで観測した力信号、アクチュエータ駆動電圧、車室内音圧のデータは、全て計測器 (図中の “Measurement system”; Müller-BBM 社製 PAK[95]) により取得した。

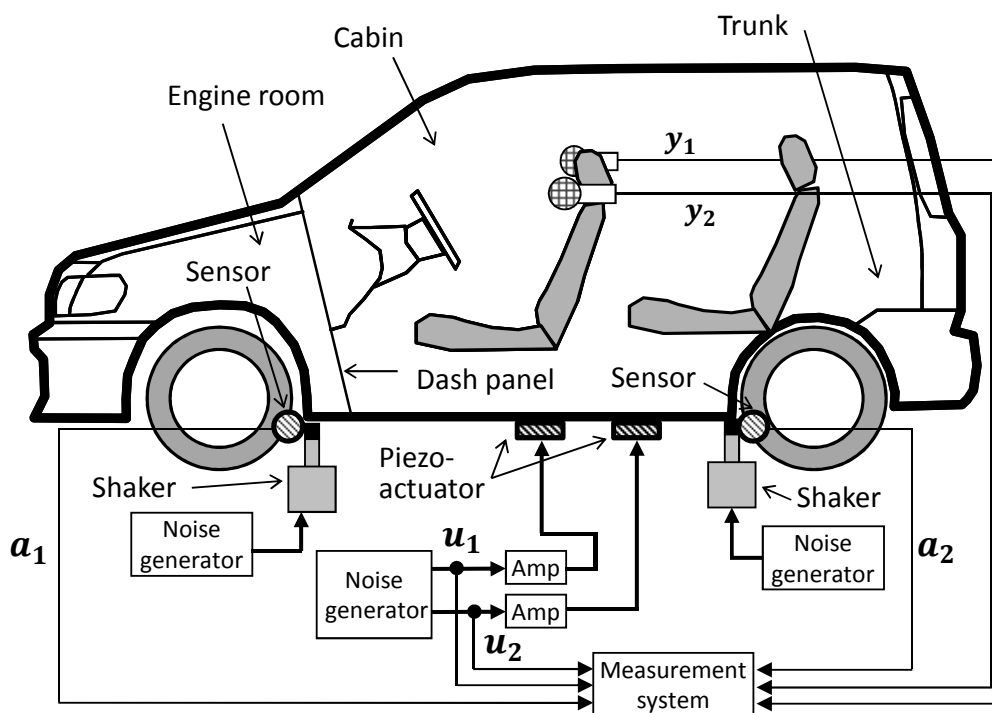


Fig. 3.2 Set-up of the data measurement experiment in the semi-anechoic room.

piezo アクチュエータ貼り付け位置は、運転席下のフロントフロアパネルおよび燃料タンク裏のリアフロアパネルとした。Fig. 3.3 に貼り付けた場所を示す。

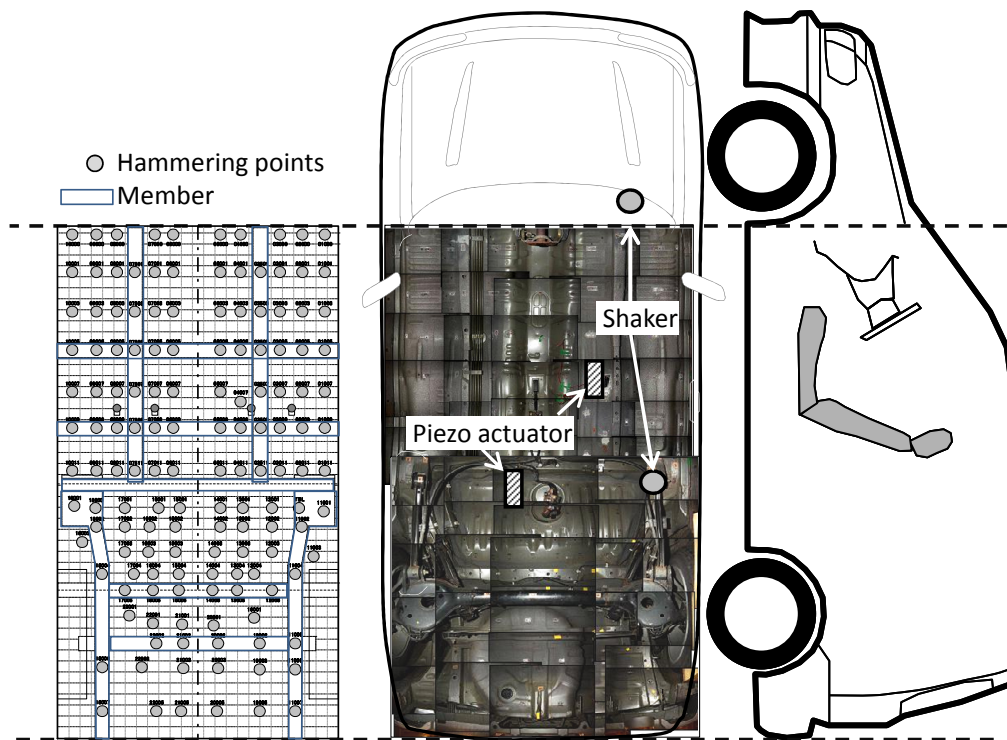


Fig. 3.3 Piezo actuator positions and hammering points on the floor panel.

貼り付け位置は以下のように決定した。まず，Fig. 3.3 に示すフロアパネル上に，144 点の加振点を設定した (左図の丸印)。つぎに，設定した加振点全てを音響・振動系の伝達関数測定用のハンマーでインパルス状の打撃を加えた。そして，各点でのハンマーの加振力から運転席左右耳元音圧までの全ての伝達関数のゲインを比較し，制御周波数帯域 80~400 Hz においてゲインの高い位置をアクチュエータの貼り付け位置とした。

計算機シミュレーションは，以下の手順で行った。

Step 1: 入出力データを元に，Fig. 2.4 の各伝達関数 $\hat{G}_a^y, G_u^y, G_u^a$ をモデリングした。

Step 2: 2.3.3 節の H_2 補償器設計法を用いて補償器 C を導出した。

Step 3: Fig. 2.4 の a_d から y までの伝達関数ゲインを，補償器 C を接続しない場合と接続した場合について比較した。 □

アクチュエータからセンサへの振動伝搬の周波数特性を計測したところ、そのゲインは十分に小さかったため、伝達関数 G_u^a を 0 とおいた。したがって、本節での原理確認では、補償器設計はフィードフォワード補償器の設計問題に帰着された。

3.1.2 モデリング結果

Fig. 2.4 における、 \hat{G}_a^y と G_u^y をシステム同定法により求めた。フロントおよびリアの電磁加振器における力センサの測定値をそれぞれ a_1, a_2 とする。またフロントおよびリアのパネルに張り付けたピエゾアクチュエータへの指令信号をそれぞれ u_1, u_2 とおく。 \hat{G}_a^y は、

$$\hat{G}_a^y = \left[\begin{array}{c|c} \hat{G}_{a_1}^{y_1} & \hat{G}_{a_2}^{y_1} \\ \hline \hat{G}_{a_1}^{y_2} & \hat{G}_{a_2}^{y_2} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c|c} y_1/a_2 & y_1/a_2 \\ \hline y_2/a_1 & y_2/a_2 \end{array} \right]$$

である (次元は 2 行 2 列)。また、 G_u^y は

$$G_u^y = \left[\begin{array}{c|c} G_{u_1}^{y_1} & G_{u_2}^{y_1} \\ \hline G_{u_1}^{y_2} & G_{u_2}^{y_2} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c|c} y_1/u_1 & y_1/u_2 \\ \hline y_2/u_1 & y_2/u_2 \end{array} \right]$$

である (次元は 2 行 2 列)。

まず、白色雑音を Fig. 3.2 における電磁加振器およびピエゾアクチュエータに入力し、入力信号と出力騒音との間の周波数特性を測定した。ここでは MATLAB®[96] に用意されている `tfestimate` 関数を使用した。つぎに、得られた周波数特性を用いて伝達関数を同定した。ここでも MATLAB®に用意されているシステム同定ツール `SD tool`[97] を用いた。制御帯域は 80~400 Hz であるため、80~400 Hz におけるモードのみを抽出しモデリングした。

得られた伝達関数の周波数特性の一部を、測定された周波数特性と比較して示す。Fig. 3.4 は、後ろ側の加振点での加振力 a_2 から、右耳元でのロードノイズ模擬音の音圧レベル y_1 までの伝達関数である。次数は 68 次であった。図より、目標とする周波数帯域において精度よく伝達関数が推定されたことがわかる。実際、80~400 Hz におけるオーバーオールモデル誤差 e を

$$e = 20 \log_{10} \left(\int_{2\pi 80}^{2\pi 400} \frac{|G(j\omega) - \hat{G}(j\omega)|}{|G(j\omega)|} d\omega \right) \quad (3.1)$$

により計算すると、 $e = -23$ dBであった。ここで $G(j\omega)$ を測定された周波数特性、 $\hat{G}(j\omega)$ を推定した伝達関数の周波数特性とおいた。

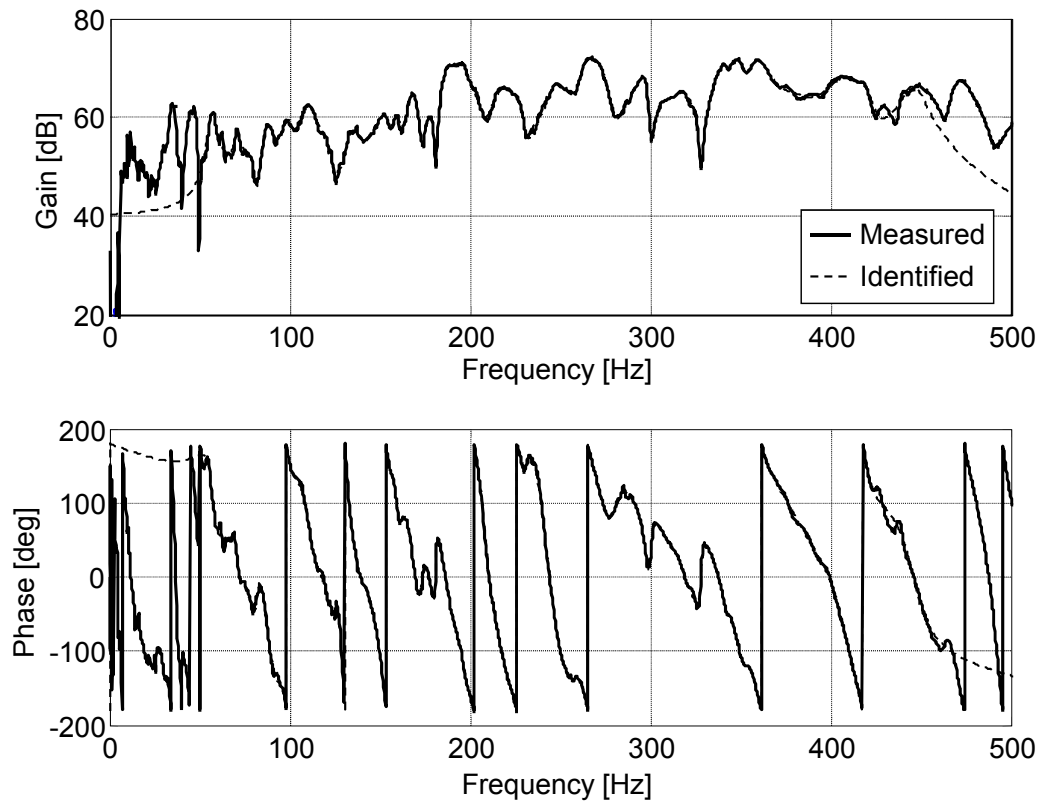


Fig. 3.4 Bode plots of measured (solid line) and identified (dotted line) transfer functions $\hat{G}_{a_2}^{y_1}$.

また、Fig. 3.5は、ピエゾアクチュエータ指令電圧 u_1 から、右耳元でのロードノイズ模擬音の音圧レベル y_1 までの伝達関数である。こちらも $e = -18$ dBであり、考慮する周波数帯域において精度の良い同定結果が得られたことがわかる。伝達関数の次数は52次であった。ほかの伝達関数についても同様の精度で同定ができた。なお、これらの同定精度の妥当性は4.1節の制御実験にて検証する。

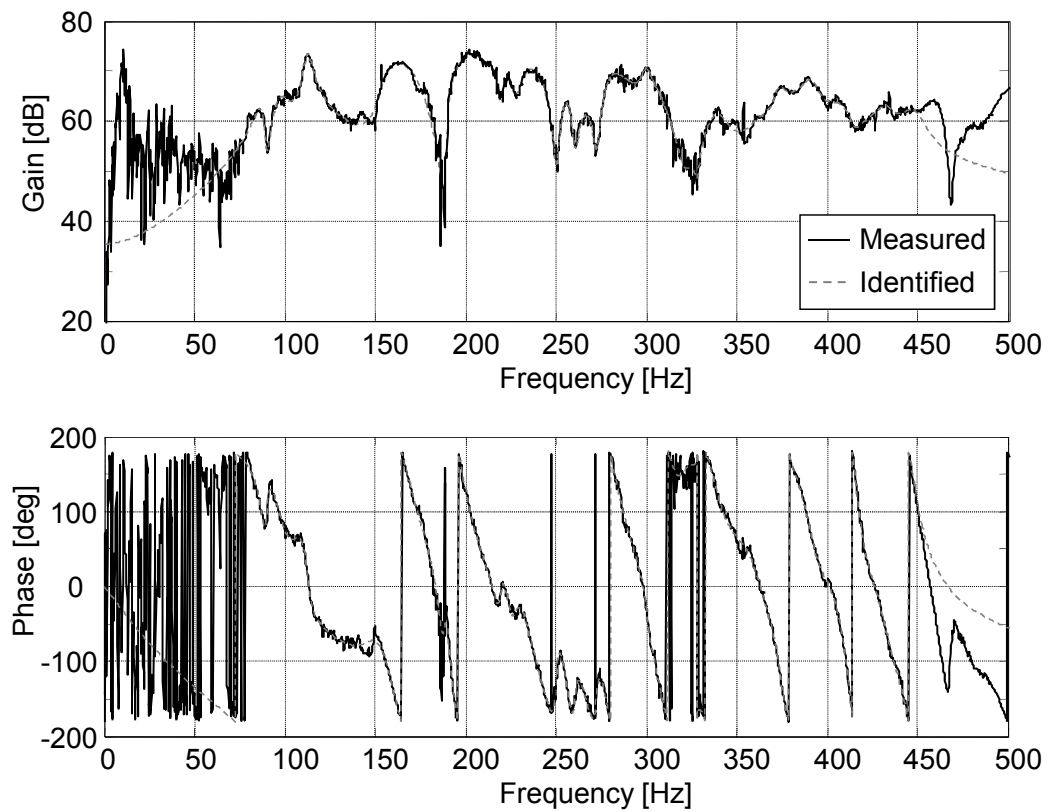


Fig. 3.5 Bode plots of measured (solid line) and identified (dotted line) transfer functions $\hat{G}_{u_1}^{y_1}$.

3.1.3 補償器設計結果

補償器を 2.3.3 項の手法により設計した。重み関数 W_b と W_d の周波数特性を Fig. 3.6 に示す。

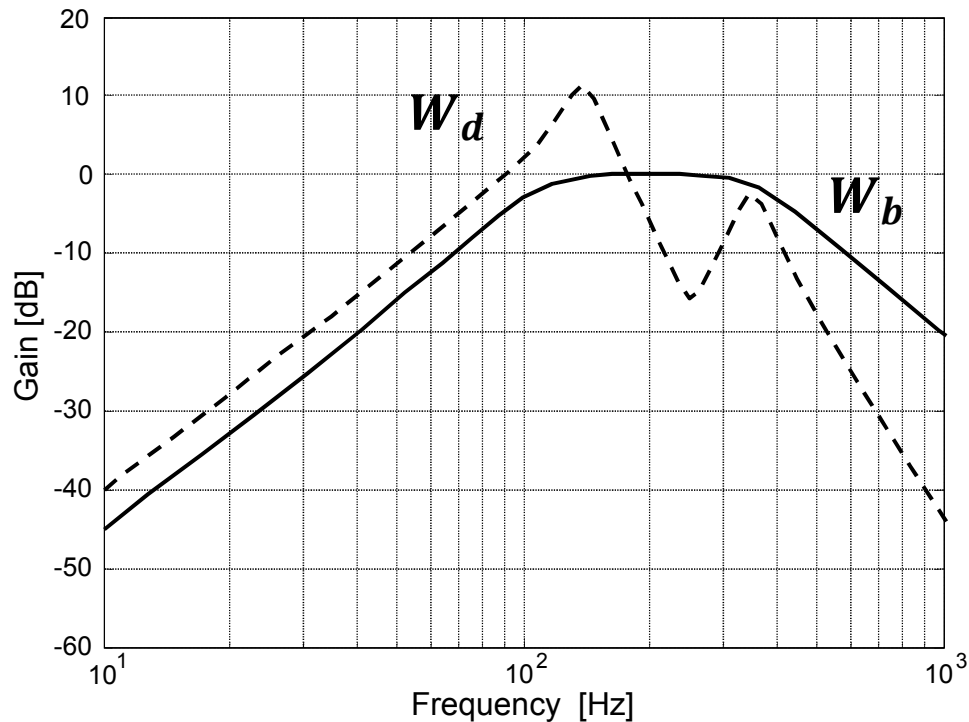


Fig. 3.6 Gains of the weighting functions.

W_a は単位行列とした。 W_b には、制御周波数帯域 (100~400 Hz) を通過帯域とするバンドパスフィルタを対角要素とする、2行2列行列を用いた。 W_c には、2行2列の定数行列を用いた。 W_d には、実験車両のロードノイズ模擬音のパワースペクトル特性の包絡線となるゲイン特性を有する8次元の伝達関数を用いた。また、3.1.1項で述べたとおり、 $G_u^a = O$ とした。

これらの重み関数および条件を用いて一般化プラントを構成し、MATLAB®Robust Control Toolbox[96] に用意されている `h2syn` 関数を用いることで、式 (2.27) の評価関数を最小化する2入力2出力連続時間補償器を設計した [98]。補償器 C の周波数特性を Fig. 3.7 (実線) に示す。また、デジタルコントローラに実装するために、求めた補償器を低次元化 [99] し離散化 [100] した。低次元化には、MATLAB®Control System Toolbox[96] に用意されている `balreal` 関数および `modred` 関数を用いて、一定値以下のハンケル特異値をもつ状態を削除することにより行った。その結果を Fig. 3.7 (破線) に示す。図よ

り，制御帯域において実用上同じ周波数特性の低次元化離散時間補償器が得られたことがわかる．低次元化前の連続時間補償器の次数は258次であり，低次元化離散時間補償器は102次であった．

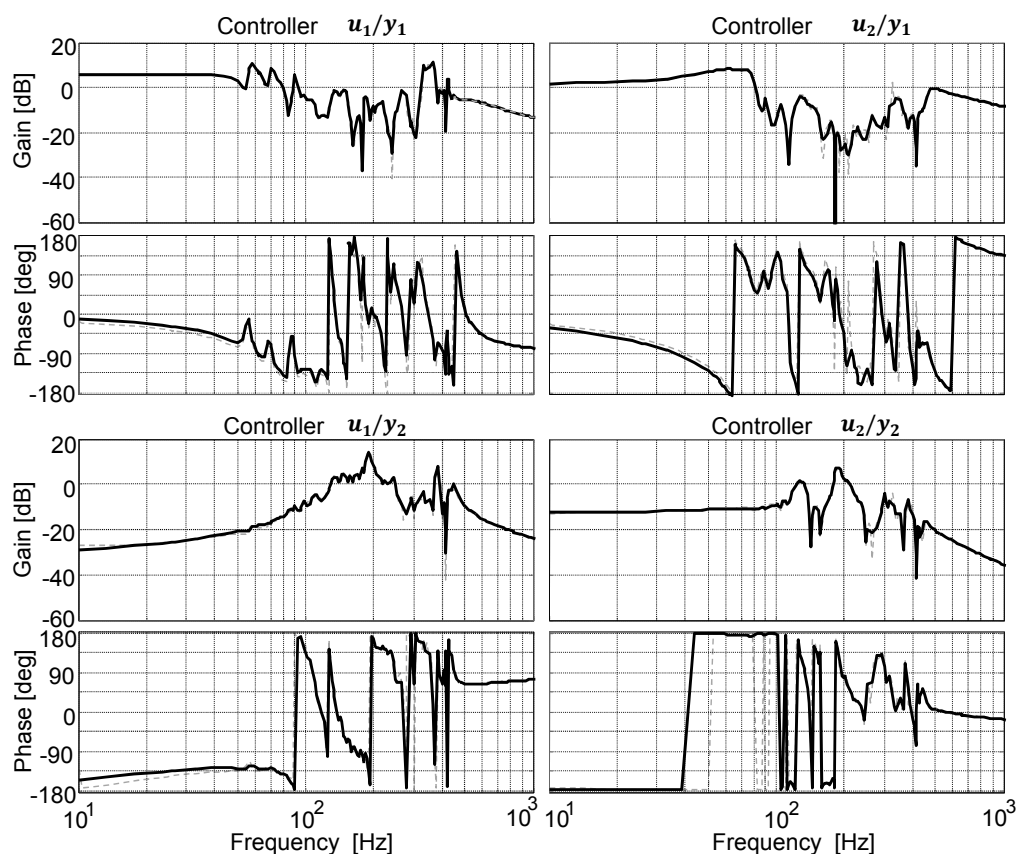


Fig. 3.7 Bode plots of the continuous full-order controller (solid line) and the discretized reduced-order controller (dotted line). The plots are almost coincides.

Fig. 3.7 から，2.3.3 項で示した重み関数の効果がみてとれる．すなわち，全ての周波数帯域において全ての補償器のゲインが20dB 以下であり (W_c の効果)，制御帯域外ではゲイン特性が下がっている (W_b , W_d の効果)．

3.1.4 計算機シミュレーション結果

ASAC システムコンセプトおよび補償器設計手法の妥当性を検証するために、連続時間系のモデルと、連続時間系のモデルを元に設計した連続時間補償器を用いて計算機シミュレーションを行った。離散化誤差は実験で検証した。Fig. 2.4において、補償器 C を接続しない場合の a_d から y までの伝達関数を G_{off} 、接続した場合の a_d から y までの伝達関数を G_{on} とおくと、

$$G_{off} = \hat{G}_a^y \quad (3.2)$$

$$G_{on} = \hat{G}_a^y + G_u^y C \quad (3.3)$$

となる。

Fig. 3.8 に、 G_{off} と G_{on} とのゲインを比較した結果を示す。

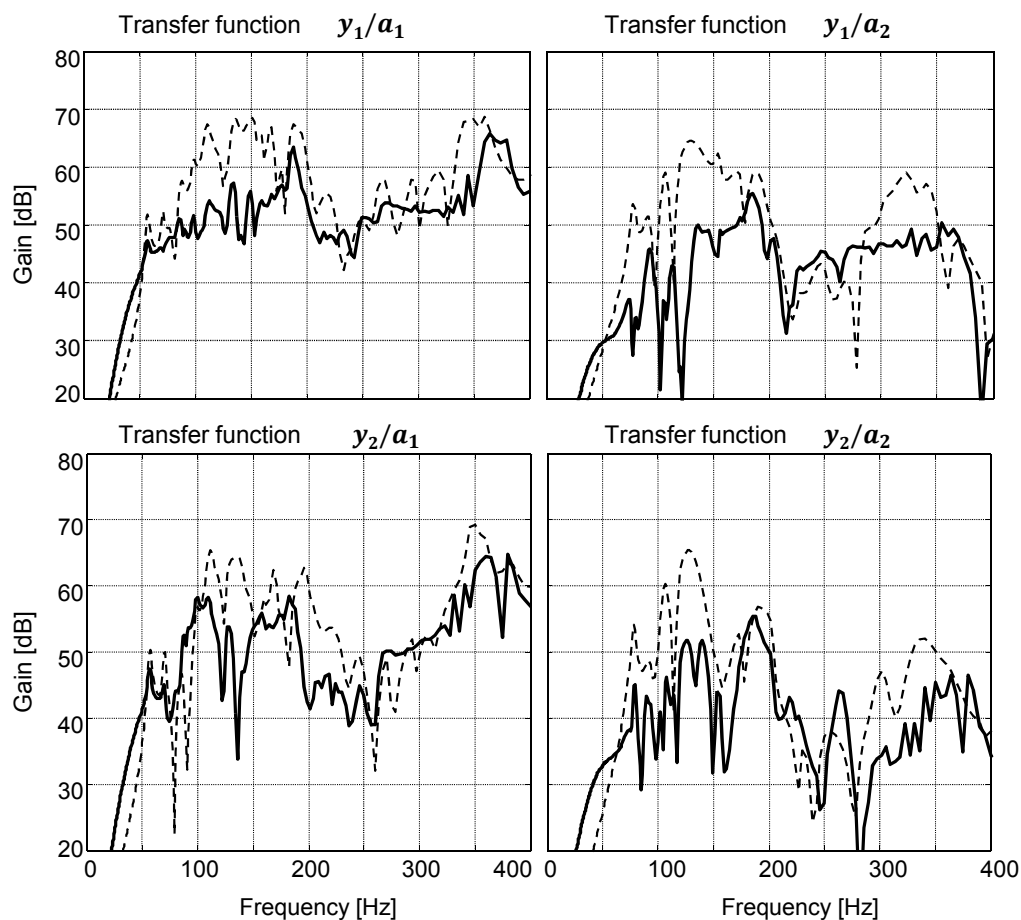


Fig. 3.8 Gain plots of the transfer functions from excitation force a to sound pressure level y ; without control (dotted line) and with control (solid line).

図より，制御周波数帯域において，補償器 C を接続した場合にはゲインが下がっていることがわかる．以下の，各伝達関数のゲインの減少幅のオーバーオール値により，制御効果を定量化する．

$$\text{O.A.sim} = 10 \log_{10} \left(\int_{2\pi 80}^{2\pi 400} \frac{|G_{on}(j\omega)|^2}{|G_{off}(j\omega)|^2} d\omega \right) \quad (3.4)$$

2つのセンサから2つの音圧までの伝達関数における，オーバーオールの制御効果は以下のとおりとなった．

- a_1 から y_1 までの伝達関数に関する制御効果: -9.2 dB.

- a_2 から y_1 までの伝達関数に関する制御効果: -5.9 dB.
- a_1 から y_2 までの伝達関数に関する制御効果: -8.6 dB.
- a_2 から y_2 までの伝達関数に関する制御効果: -4.0 dB.

補償器を接続することにより、十分な音圧低減効果が得られており、提案した ASAC コンセプトおよび補償器設計法の原理確認ができたといえる。

3.2 車両走行実験データを用いたロードノイズ推定システム および推定モデル同定法の検証

本節では、ロードノイズ推定システムの構築の検証を行う。走行実験で得られたデータを元に、センサシステムおよびロードノイズ推定器を構成する。

3.2.1 実験条件

実験には、排気量 3.5 L の大型セダンを使用した。Fig. 3.9 に、車両外観を示す。



Fig. 3.9 The car used for the experiments.

Fig. 3.10に音響振動信号計測システムの概要を示す。加速度センサ(図中の“Accelerometer”; Brüel and Kjør 4393またはEndevco 228C)は、車両フロアのメンバ上に配置した。センサ数および配置箇所は後述する。マイクロフォンおよびプリアンプ(図中の“Microphone”;それぞれ小野測器 MI-1223およびMI-3110)は助手席ヘッドレスト左右に取り付けた。運転席に乗るドライバの体格や姿勢で運転席の音響特性は変わるが、助手席での変化は小さいことが実験でわかっている。そこで、実験条件の変化が少なくなるように、ロードノイズ計測点は助手席乗員の両耳元位置2点とした。計測器(図中の“Measurement system”; Müller-BBM社製PAK[95])により振動、音響信号を統合的に計測し、周波数解析を行った。実験に使用した大型セダンは高周波帯域での遮音性能が高いため、ロードノイズの周波数帯域はおよそ80 Hzから250 Hzまでであった。離散化誤差が少なくなるように、計測時のサンプリング周波数は8192 Hzとした。AD変換の分解能は16 bitであった。

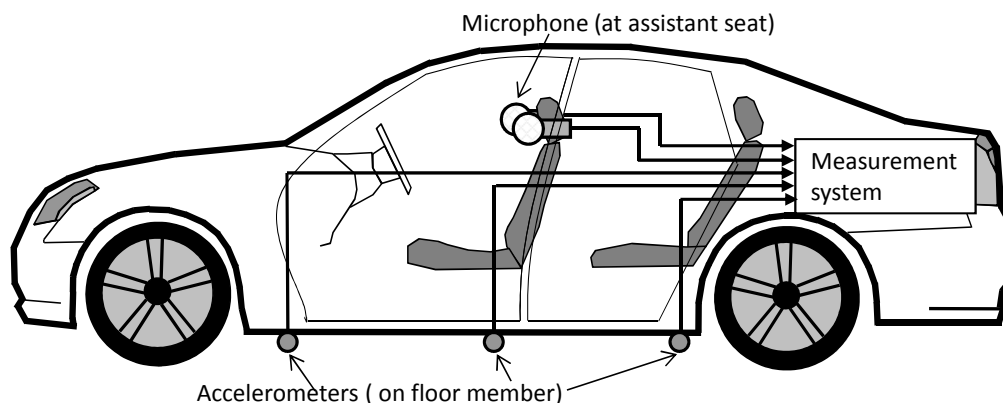


Fig. 3.10 Set-up of the driving data measurement experiment for sensor system and road noise estimation system simulation.

データ計測は、ロードノイズ路 [10] と呼ばれるロードノイズ評価に用いる路面を走行して行った。走行車速は、80 Hz から 250 Hz にリッチな加振入力が入力され、かつ高速走行時に発生する風切り音の影響が少ない、50 km/h とした。また、エンジン回転数および高調波帯域に発生するエンジン音がロードノイズ帯域に入らないように、変速機のギアを 2 速に固定しエンジン回転数を一定とした。

3.2.2 センサシステム構成法の検証

加速度センサの数および配置を、2.2.2 項で述べたセンサシステムの構成法により算出した。ロードノイズ源振動の侵入点であるタイヤはリンクやスプリング、ショックアブソーバなど複数の点で車体とつながっている。そのため、センサ位置となる候補は数多く存在する。ロードノイズ源となる振動が集合して伝搬している箇所にセンサをおけば、少ないセンサでよりリッチな振動を計測できる。そこで、可能性のある点をセンサ点の候補点としておいた。フロア全体を約 20 cm 間隔の格子に分割し、メンバおよびフロアパネルにセンサ位置候補 120 点を設定した。また、前後輪を懸架するショックアブソーバ、リンク、コイルスプリングの車体側取付点近傍のメンバにも、センサ位置候補点を設定した。2.1 節で述べたとおり、センサをパネルに比べて剛性の高いメンバに配置するほう

が、少ないセンサでより高いコヒーレンスを得られることが予想される。しかし、3.1節で述べた台上実験では加振点が2点である台上実験であったのに対し、今回は複数の加振源が存在する走行実験であるため、台上では励起されていなかったモードが存在する可能性がある。そこで、予想外の結果に対処可能とするために、パネルにも候補点を置いた。Fig. 3.11に候補点を示す。図中の斜線で示したエリアが剛性の高い部材であるメンバ（サイドメンバ、サイドシル、クロスメンバなど）である。なお、メルシートはパネルに貼り付いた状態で実験を行った。

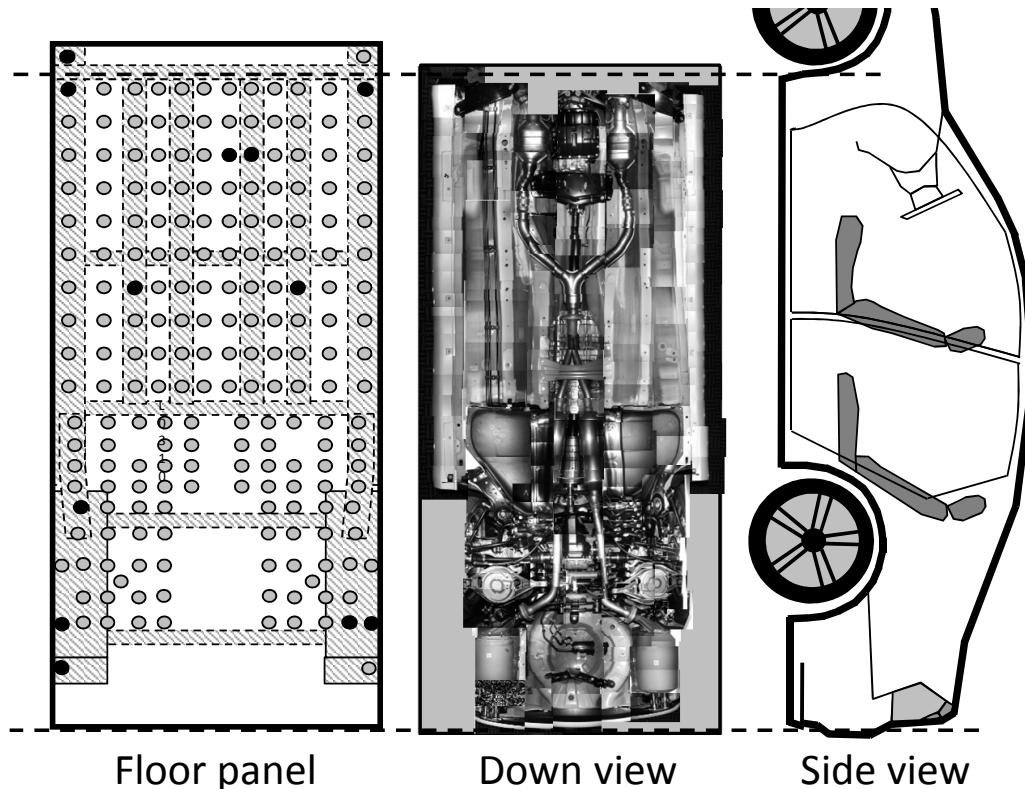


Fig. 3.11 Sensor location candidates. Member parts are marked by hatched areas in the floor panel.

計測器に接続できる加速度センサの数が最大30個であったため、より多くの候補から選ぶために2段階の選抜を行った。まず、120個の加速度センサを4つの組に分割し、オーバーオール理想制御効果に寄与の大きい7個のセンサを、各組内で選択した。分割のパ

ターンは、車両前半面の外側、車両前半面の内側、車両後半面、前後輪リンク近傍、の4つとした。そして、4つの組における最適箇所28個にもう一度センサを配置し、1回目同様にオーバーオール理想制御効果を最大化するセンサ配置を選択した。Fig. 3.12にセンサの組みあわせ・個数とオーバーオール理想制御効果との関係を示す。ロードノイズ推定の目標としている助手席以外の席のオーバーオール理想制御効果も計算し、併記した。図中凡例のDr, As, Rr, Rlはそれぞれ運転席、助手席、右後席、左後席をあらわし、右側のR, Lはそれぞれ右耳位置、左耳位置をあらわす。

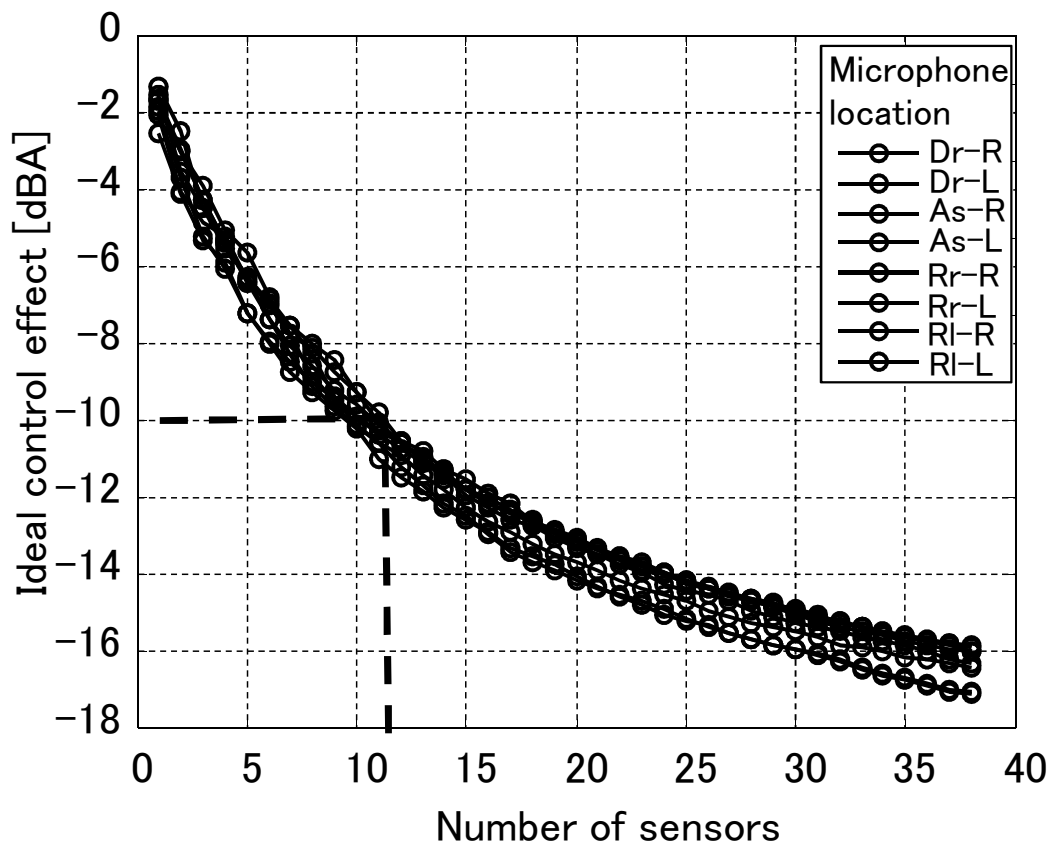


Fig. 3.12 Relationship between the set of sensors and the overall ideal control effect.

センサ個数が減少するとともにマルチプルコヒーレンスが減少するため、オーバーオール理想制御効果が悪化することがわかる。しかし、曲線は下に凸の形状を示しているた

め、トレードオフ設計が可能である。今回の設計では仮に、閾値としてオーバーオール理想制御効果 -10 dBA と定めることで、センサ数を 12 個と決定した。最終的に選定されたセンサ位置を Fig. 3.11 の “Floor panel” に、黒丸で示す。2.1 節での予想と一致し、メンバ上などの剛性の高い部材の上にセンサ位置が選ばれた。Fig. 3.13 にセンサと助手席左耳位置でのロードノイズレベルとの間のマルチプルコヒーレンスと、同位置におけるロードノイズレベルを比較して示す。80 Hz から 250 Hz の制御周波数帯域において、ロードノイズレベルが高い帯域では、マルチプルコヒーレンスは 0.9 以上得られた。マルチプルコヒーレンスが低い周波数帯域もあるが、これはもともとのロードノイズレベルが低いことに起因する。オーバーオール理想制御効果は -10.4 dBA であった。

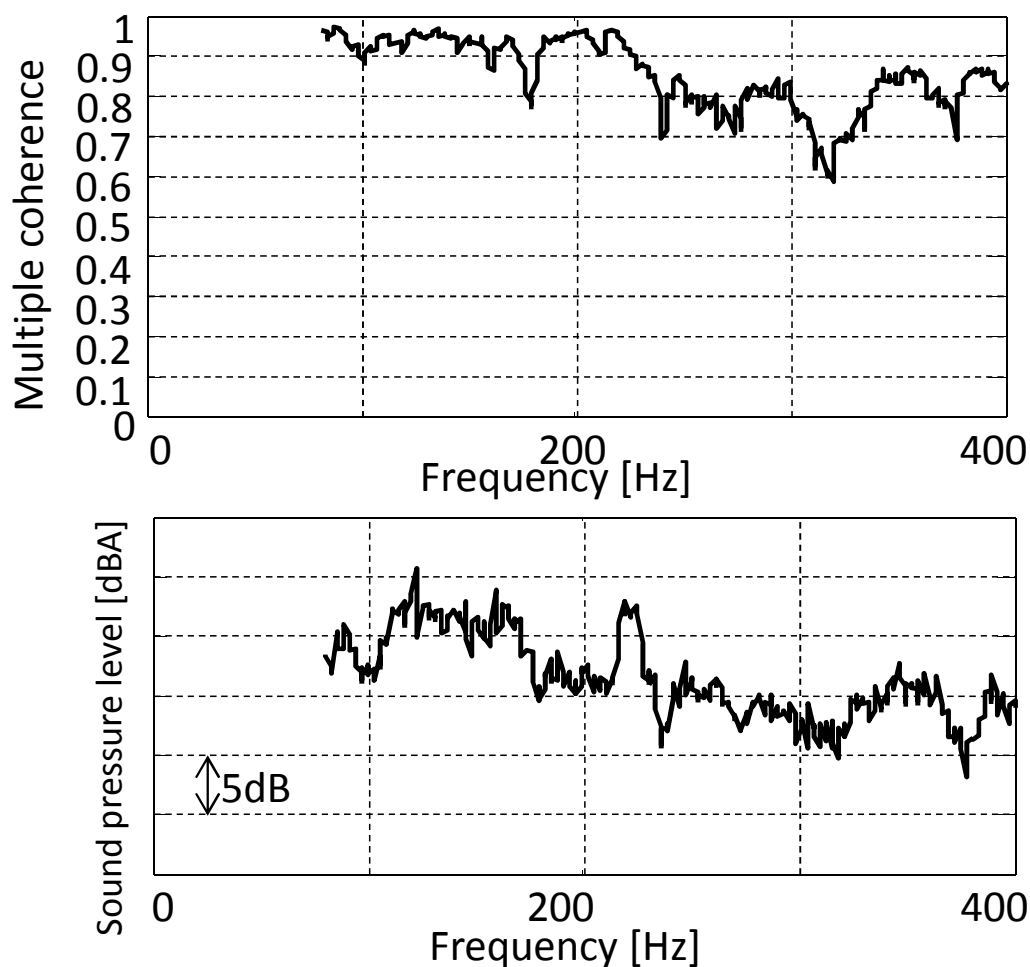


Fig. 3.13 Multiple coherence between accelerations and sound pressure level at front passenger's left ear position.

3.2.3 ロードノイズ推定器の構成法の検証

走行実験で得られた入出力データを元に、ロードノイズ推定器のモデリングを行った。6秒間の加速度時系列データとロードノイズ時系列データとを、20回の走行実験により取得し、合計120秒間のデータを得た。前述のとおりサンプリング周波数は8192 Hzとした。得られた加速度およびロードノイズのデータ列は $a_p(t)$ ($0 \leq t \leq 120; p = 1, \dots, 12$) , $y_q(t)$ ($0 \leq t \leq 120; q = 1, 2$) であった。すなわち、 $a_p(t) \in \mathbb{R}^{(120 \times 8192) \times 12}$, $y_q(t) \in \mathbb{R}^{(120 \times 8192) \times 2}$ となった。オーバーラップを0.5秒とし、 $a_p(t)$ および $y_q(t)$ のデータに長

さ1秒のハニング窓関数をかけて、239セットの時系列データ列を切り出した (Step 1). このうち120セットの時系列データをロードノイズ推定モデル同定用のデータとし、残り119セットの時系列データを検証用データとした. Fig. 3.14に、異なる走行実験にて得られた、同じ加速度センサの信号のパワースペクトルを示す.

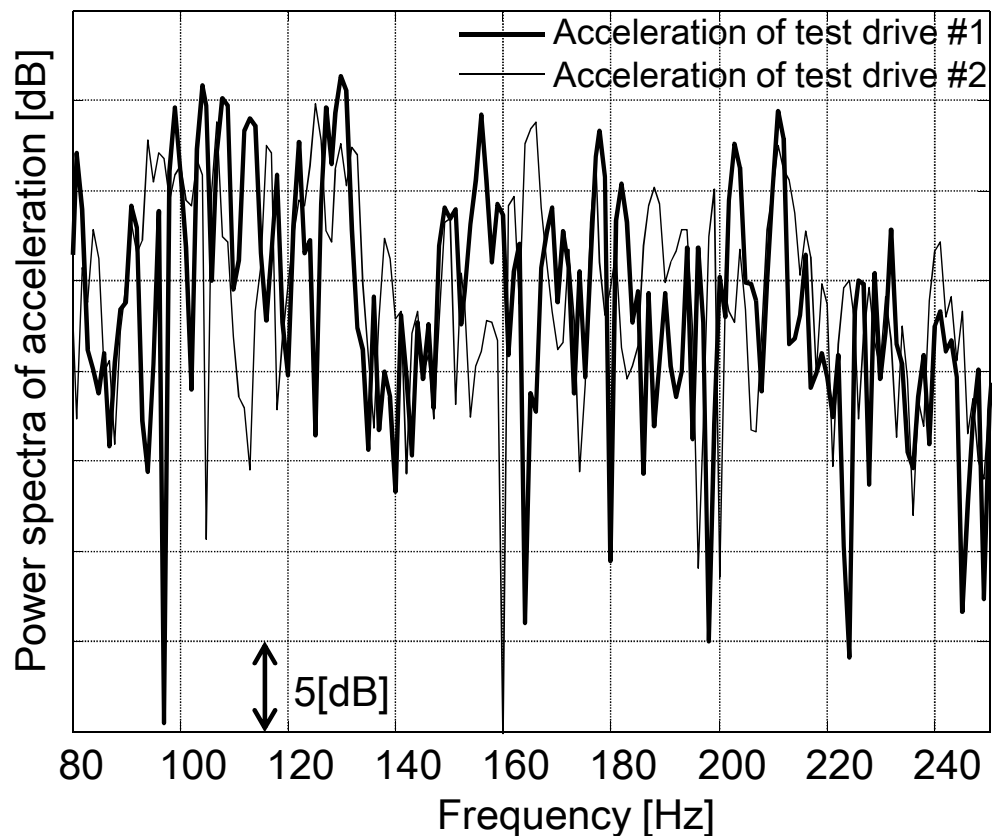


Fig. 3.14 Power spectra of accelerations in different driving tests.

図より、それぞれの走行実験において非定常な周波数特性の加速度入力信号が計測されていることがわかる。また、制御周波数帯域の各周波数に対して、十分な加速度信号が計測されていることがわかる。

得られた加速度センサ信号 $a_p(t)$ およびロードノイズ信号 $y_q(t)$ に対して、MATLAB®の `fft` 関数を用いることで周波数特性 $A(j\omega), Y_q(j\omega)$ を算出した (Step 2, 3). つぎに、(2.9)

式にしたがって，MATLAB®の `svd` 関数を用いることで行列 $A(j\omega)$ を特異値分解した (Step 4). Fig. 3.15 に (2.9) 式における $V_1(j\omega)^H$ の 1 行目 1 列から 4 列までの要素の大きさを示す. これは，12 個の加速度センサのうち 1 から 4 番目の加速度センサの信号の，最大特異値に対する寄与の大きさを周波数ごとにあらわしたものである. 図より，主成分に対する寄与が周波数ごとに異なっていることがわかる.

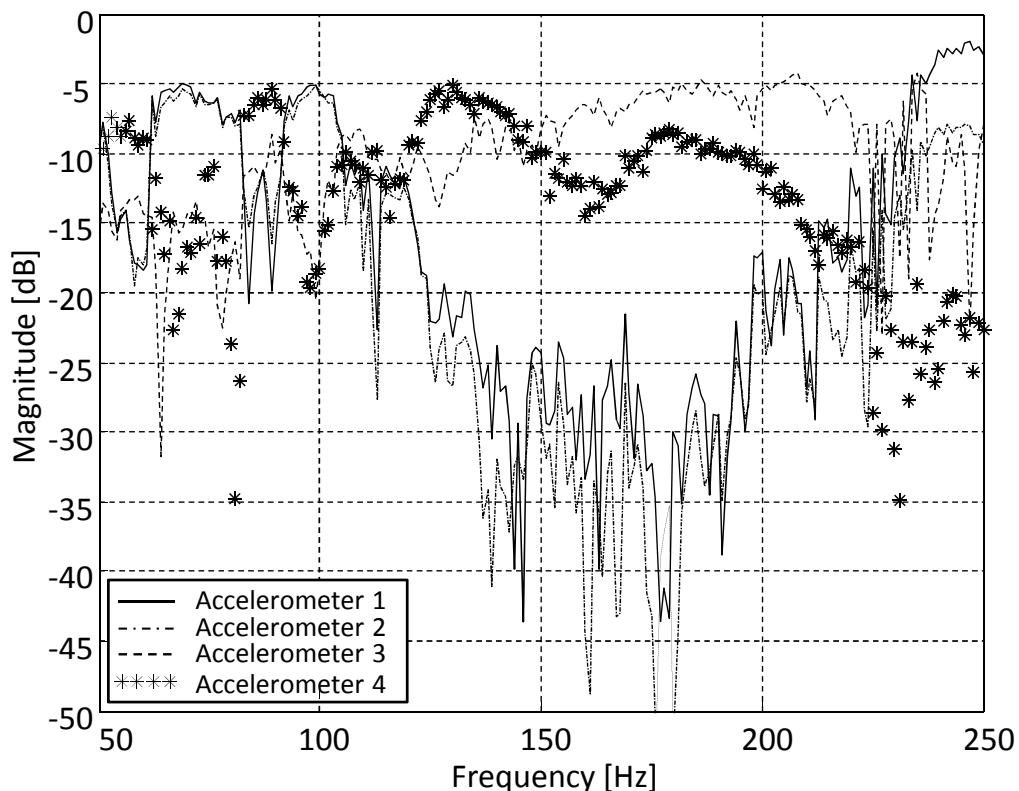


Fig. 3.15 Magnitude of elements of the matrix $V(j\omega)$ from four accelerations to the largest singular value.

また，Fig. 3.16 に 80 Hz から 180 Hz までの 10 Hz 刻みの周波数における，行列 $A(j\omega)$ の特異値 ((2.9) 式の $\text{diag}(\Sigma_1(j\omega), \Sigma_2(j\omega))$ の対角成分) を示す. 図より，最大特異値に比べて十分に値の小さい特異値が存在することがわかる. したがって，(2.9) 式における Σ_2 を 0 としなければ，(2.12) 式の計算時に $\|\hat{A}(j\omega)^\dagger\|$ の値が真値に対し大きくなってしまいうことが予想される.

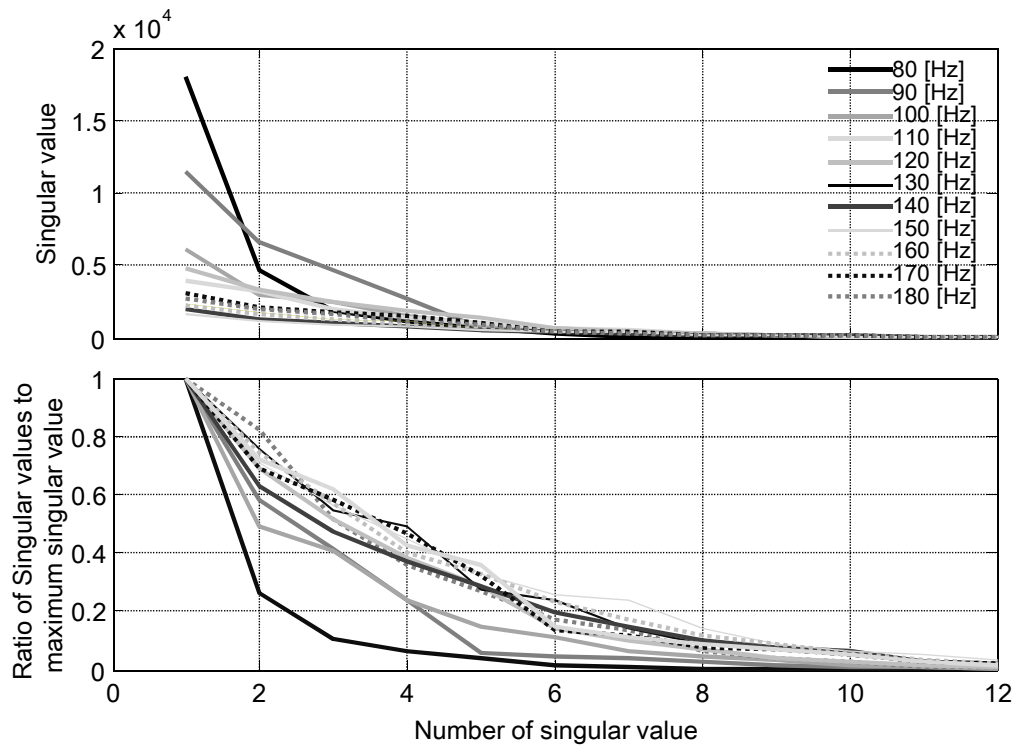


Fig. 3.16 Singular values of matrix A at 80 Hz, 90 Hz, \dots , 180 Hz (upper) and the ratio of each singular value to the primary singular value (lower).

以下、切り捨てる特異値数を決めるために行った検討結果を示す。

Fig. 3.17 に、モデリングに使用した主成分数と、(2.13) 式で定義した出力誤差率との関係を示す。特異値数が多くなれば出力誤差率は減少しているが、曲線は下に凸である。そのため、出力誤差が急激に減少する 5 個以上の特異値を用いれば、出力誤差率の劣化は許容できると考えた。

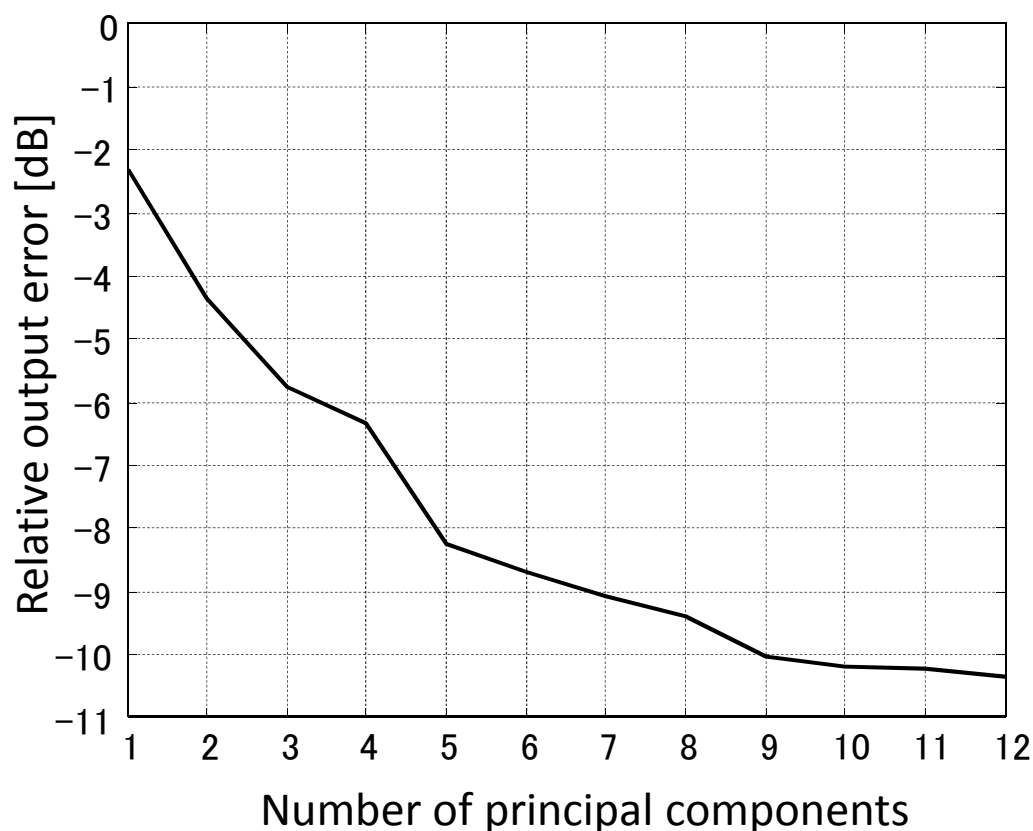


Fig. 3.17 Relationship between the number of the principle components and the relative output error.

推定モデルが過同定でないことをクロスバリデーションにより調べた。主成分の数を変えて算出された推定モデルに、モデリングで用いていない入力データを入力し、出力誤差率の標準偏差を計算した。Fig. 3.18 に、出力誤差率の標準偏差と推定モデルに使用した主成分の数との関係を示す。参考のために、選択する加速度センサ数を、3.2.2 項で決定した 12 個以外に変化させたときの標準偏差もあわせて示す。主成分の数が少ない場合には、そもそもの推定モデルの精度が悪いため標準偏差も大きい。一方、特異値が多すぎる場合にも標準偏差は増大している。これは、多重共線性を考慮せずにモデリングを行ったことによる過同定のためであると考えられる。以上の検討から、推定モデルに使用する主成分の数は 8 個とした (Step 5, 6)。なお、Fig. 3.16 に示したとおり、特異値の大きさの減少率は周波数によって異なるため、切り捨てる特異値数は周波数によって

変化させることもできる。しかし、周波数ごとに使用する特異値数を変化させると、周波数特性の連続性が失われる可能性があると考え、制御周波数帯域にわたって同じ数を使用することにした。

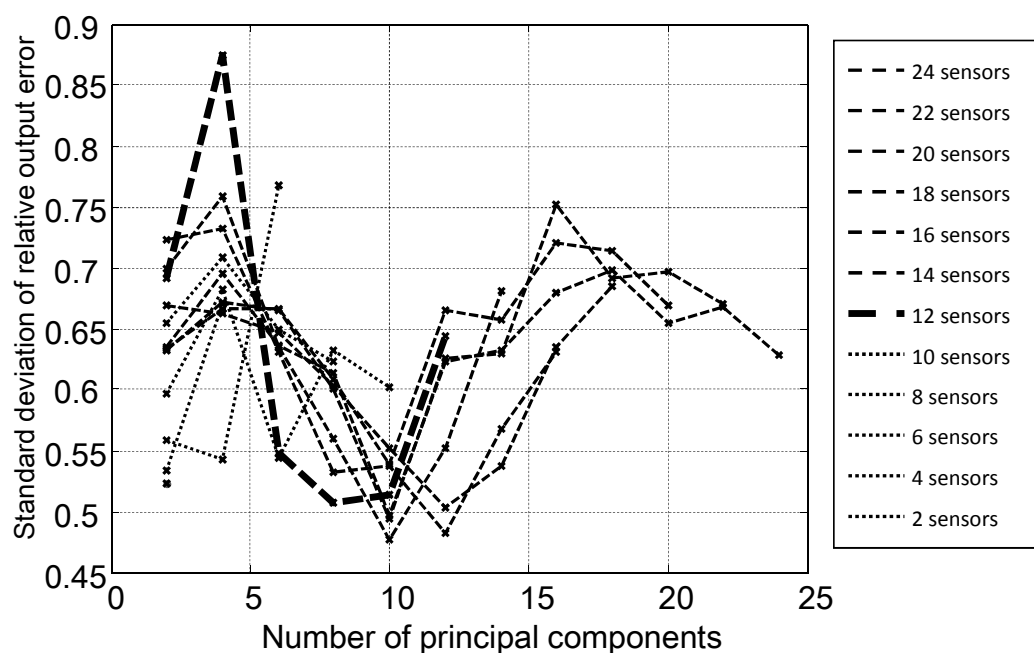


Fig. 3.18 Relationship between the number of the principle components and the standard deviation of relative output error.

算出された推定モデルの周波数特性に対し、MATLAB®に用意されているシステム同定ツール SD tool を用いて 80 Hz から 300 Hz においてパラメトリックモデルを導出した (Step 7)。ここで、制御周波数帯域は 250 Hz までであるが、スピルオーバーを防ぐために 300 Hz までのモデル同定を行った。パラメトリックモデルには以下の構造をもつ多自由度振動系のモデル [97] を用いた。

$$G(s) = \sum_{k=1}^{N_s} \frac{T_k}{s^2 + 2\zeta_k \omega_k s + \omega_k^2} \quad (3.5)$$

ここで、 k はモード番号、 ω_k, ζ_k, T_k はそれぞれ k 番目のモードにおける固有周波数、減衰率、留数行列である。Fig. 3.19 に同定されたロードノイズ推定モデル $\hat{G}_d^y(s)$ の周波数特

性を示す。十分な精度のパラメトリックモデルが得られていることがわかる。また、周波数ごとに導出したノンパラメトリックモデルを、(3.5)式のパラメトリックモデルにより十分な精度で近似できていることから、提案するセンサ配置により構築したロードノイズ推定システムは因果的であるとみなせることが確認できた。パラメトリックモデルの次数は106次となった。

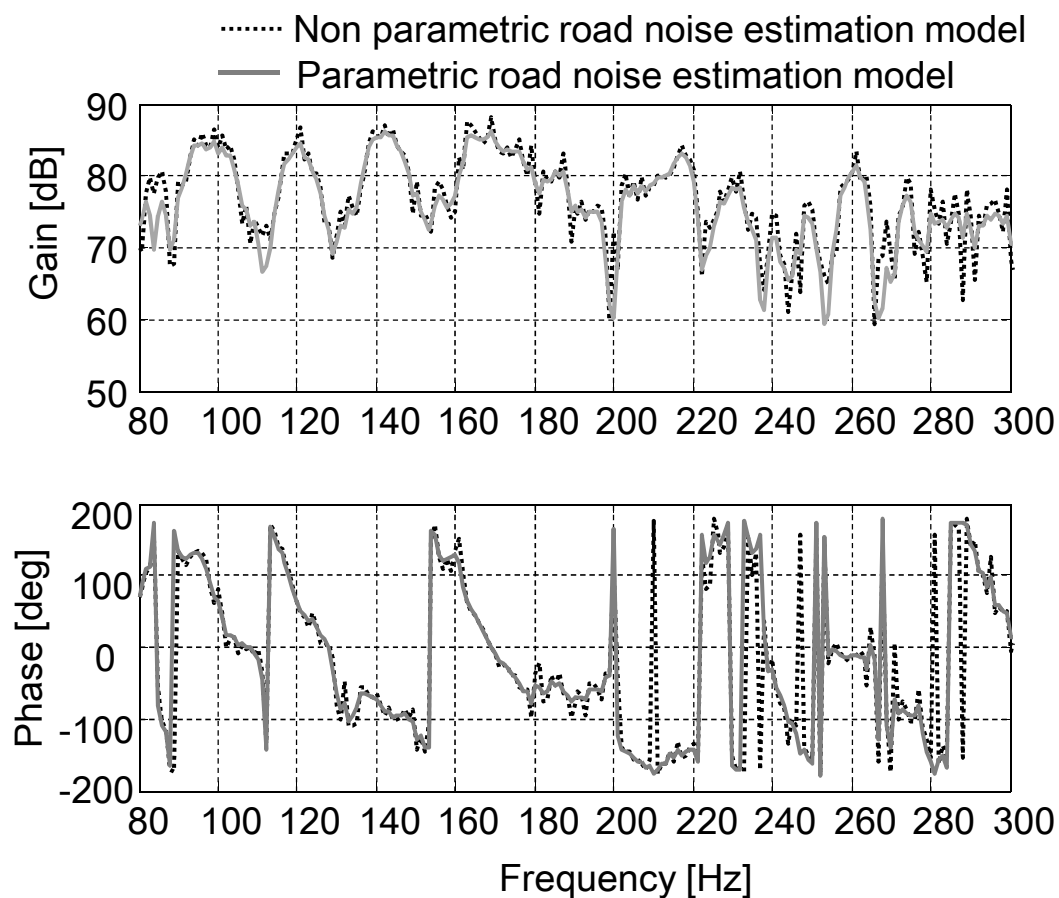


Fig. 3.19 Frequency property of non-parametric and parametric road noise estimation models.

Fig. 3.20 に、最終的に得られた推定モデルを用いて推定したロードノイズと、実験で計測したロードノイズデータとを比較して示す。上図には、実験で得られたロードノイズおよび推定されたロードノイズ，そしてこれらの差である推定誤差を示す。下図には、

(2.13) 式の出力誤差率を示す。図より，制御周波数帯域でロードノイズが推定されていることがわかる。オーバーオールの出力誤差率は -8.7 dB であった。

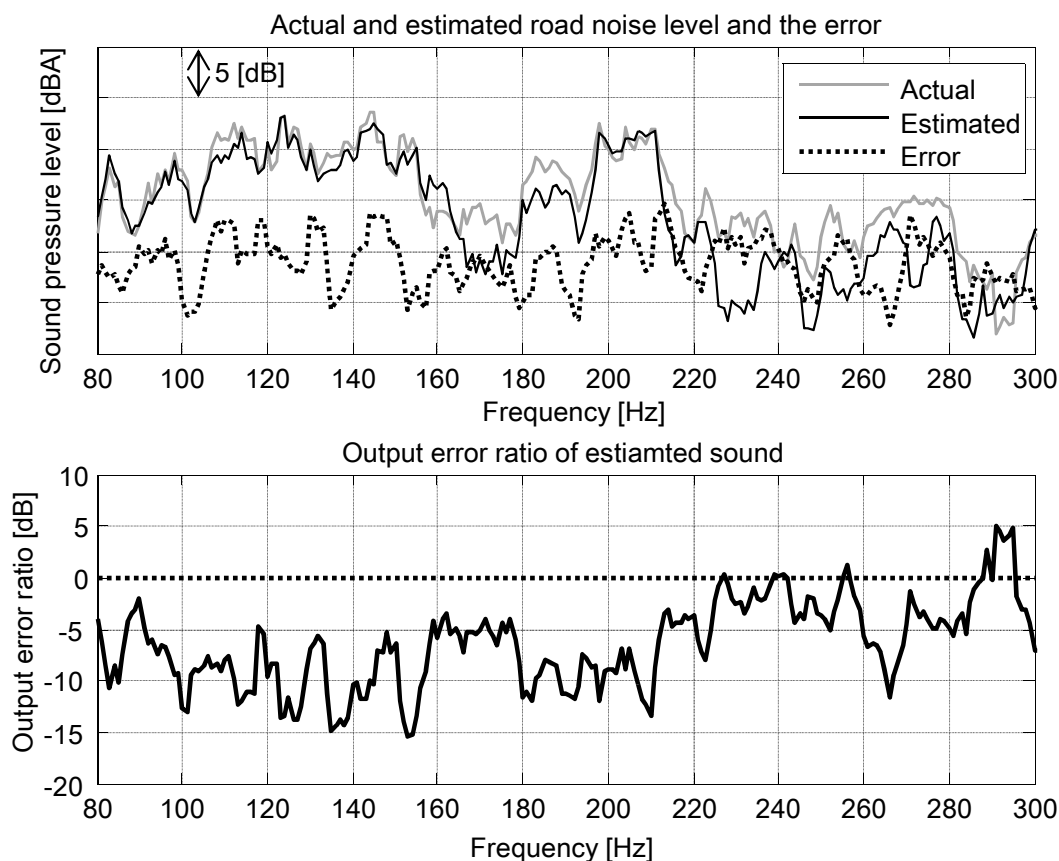


Fig. 3.20 Power spectra of the actual/estimated road noise, the output error, and the output error ratio.

3.3 走行実験データを用いた制御シミュレーションによる補償器設計の検証

本節では，ハンマリングによる車体加振実験データを元にアクチュエータの数・配置を決定し，走行実験データを元に補償器を設計する。走行時の加速度センサデータを外乱入力信号として用いた計算機シミュレーションにより，提案するロードノイズのアクティブ構造騒音制御システムの有用性を検証する。

3.3.1 実験条件

実験には、3.2節と同じ、排気量3.5 Lの大型セダンを使用した (Fig. 3.1 参照).

Fig. 3.21 に制御システムの概要を示す. 加速度センサ (Brüel and Kjaer 4393 または Endevco 228C, 図中の “Accelerometer”) は、車両床面のメンバ上に配置した. アクチュエータ (図中の “Piezo-electric actuator”) には、フロアパネルおよびドアパネルに貼り付けた piezo アクチュエータ (富士セラミック社製 Z0.5T20x50R-SYX(C-91H) または Z0.5T30x80R-SYX(C-91H)) を用いた. 図を見やすくするため、図中にはそれぞれ3個の加速度センサおよびアクチュエータを示したが、実験で使用した数・配置は後述するように、より多数である. マイクロフォンおよび前置増幅器 (それぞれ小野測器 MI-1223 および MI-3110, 図中の “Microphone”) は助手席ヘッドレスト左右に取り付けた. 計測のみに使用し、制御には使用しない. piezo アクチュエータは高電圧アンプ (図中の “Amp”) で駆動した. 全ての音響・振動信号は、周波数解析を行う計測器 (Müller-BBM 社製 PAK[95], 図中の “Measurement system”) により統合的に計測した. 実験に使用した大型セダンは高周波帯域での遮音性能が高いため、ロードノイズの周波数帯域はおよそ 100 Hz から 250 Hz までであった. 離散化誤差が少なくなるように、計測時のサンプリング周波数は 8192 Hz とした. 周波数解析時の周波数分解能を上げるために制御周波数よりも高い値とした. AD 変換の分解能は 16 bit であった. 車室内の音響特性への影響が少なくなるように、図中点線内の機器は全て車両のトランク (図中の “Trunk”) に設置した.

実験ではドライバが交代しながら、何度も走行を繰り返す. 運転席に乗るドライバの体格や姿勢で運転席の音響特性は変わるが、空席である助手席での変化は小さいことが実験でわかっている. そこで、実験条件の再現性を高めるために、ロードノイズ制御点は助手席乗員の両耳元位置2点とした.

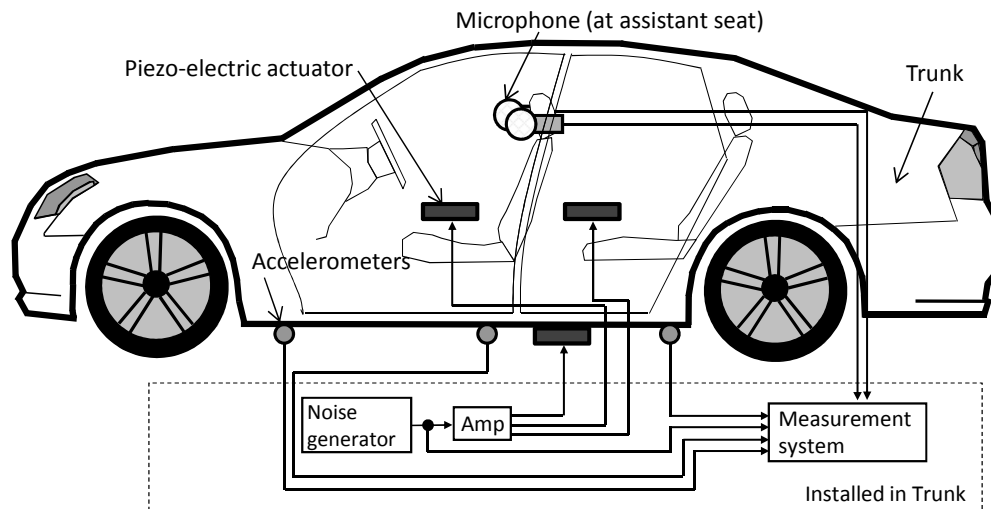


Fig. 3.21 Set-up of the driving data measurement experiment for road noise reduction simulation.

モデリングのためのデータ計測および制御実験は、ロードノイズ路と呼ばれるロードノイズ評価に用いる路面を走行して行った。走行車速は、100 Hz から 250 Hz に一様で十分な大きさのパワースペクトルの加振入力が入力され、かつ高速走行時に発生する風切り音の影響が少ない、50 km/h とした。また、エンジン回転数および高調波帯域に発生するエンジン音がロードノイズ帯域に入らないように、変速機のギアを 2 速に固定しエンジン回転数を一定とした。

加速度センサの数および配置は、3.2 節での検討結果を用いた (Fig. 3.22 の “Down view” に、黒丸で再掲)。

計算機シミュレーションは、以下の手順で行った。

Step 1: アクチュエータの数・配置を 2.3.2 項の手法で探索し、決定した。

Step 2: Fig. 2.4 の各伝達関数 G_u^y, G_u^a を入出力データを元にモデリングした。なお、 \hat{G}_a^y は 3.2.3 項ですでにモデリング済みである。

Step 3: 2.3.3 節の H_2 補償器設計法を用いて補償器 C を導出した。

Step 4: Fig. 2.4 の a_d から y までの伝達関数ゲインを，補償器 C を接続しない場合と接続した場合について比較した。 □

3.3.2 アクチュエータの配置

2.3.2 項の要件 (1) から (3) を満たす piezo actuator 配置を，Step 1 から 7 にしたがって探索した。まず，ロードノイズ路を走行し，目標とするロードノイズレベルを決定した。Fig. 3.23 の細実線に目標ロードノイズレベルを示す (Step 1)。つぎに，Fig. 3.22 に示すフロア，ドアパネル，およびダッシュパネルに 174 点の候補点を設定した (図中の灰色丸印)(Step 2)。

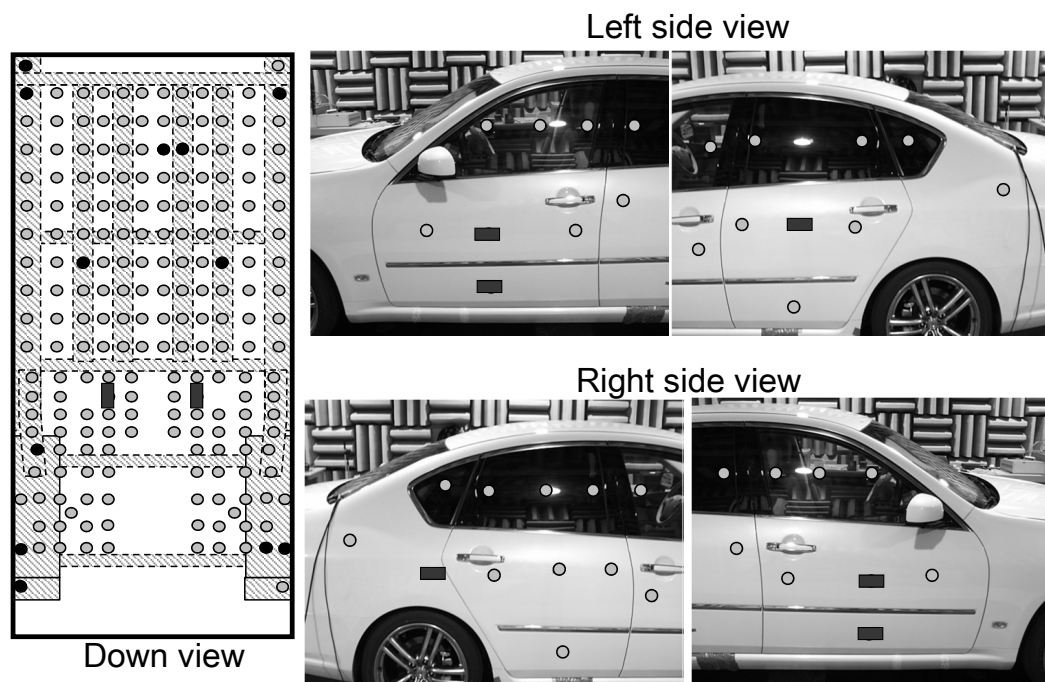


Fig. 3.22 Allocation of sensors and actuators. Gray circles indicate candidates of them. The black circles indicate the selected sensor points, and the black rectangles indicate the selected actuator points.

設定した候補点全てに音響・振動系の伝達関数測定用のハンマーでインパルス状の打撃を加えた。各点でのハンマーの加振力から助手席左右耳元音圧までの伝達関数ゲイン

が高い16点を選択し、16点にピエゾアクチュエータを貼り付けた。ピエゾアクチュエータに白色雑音を入力し車室内音圧を計測することで、ピエゾアクチュエータへの入力電圧から助手席左右耳元音圧までの周波数特性を測定した (Step 3)。

ピエゾアクチュエータ位置の候補から8点を選択し、(2.19)式右辺のアクチュエータが発生できる音圧の上界を計算した。ここで、(2.19)式の u_{sat} は、ピエゾアクチュエータ仕様による最大入力電圧 (135 V) とした。ロードノイズを制御するために十分な音を発生できるピエゾアクチュエータの組の例 (太実線) と、十分な音を発生できないピエゾアクチュエータの組の例 (細点線) について、発生できる音圧の上界を Fig. 3.23 に示す。前述のとおり、細実線は比較のためのロードノイズの周波数特性である。細点線で示すアクチュエータの組では、150 Hz 以下の周波数帯域においてロードノイズを十分に制御できない可能性が高い。図より、ピエゾアクチュエータの数および配置は十分に検討する必要があるといえる (Step 4)。

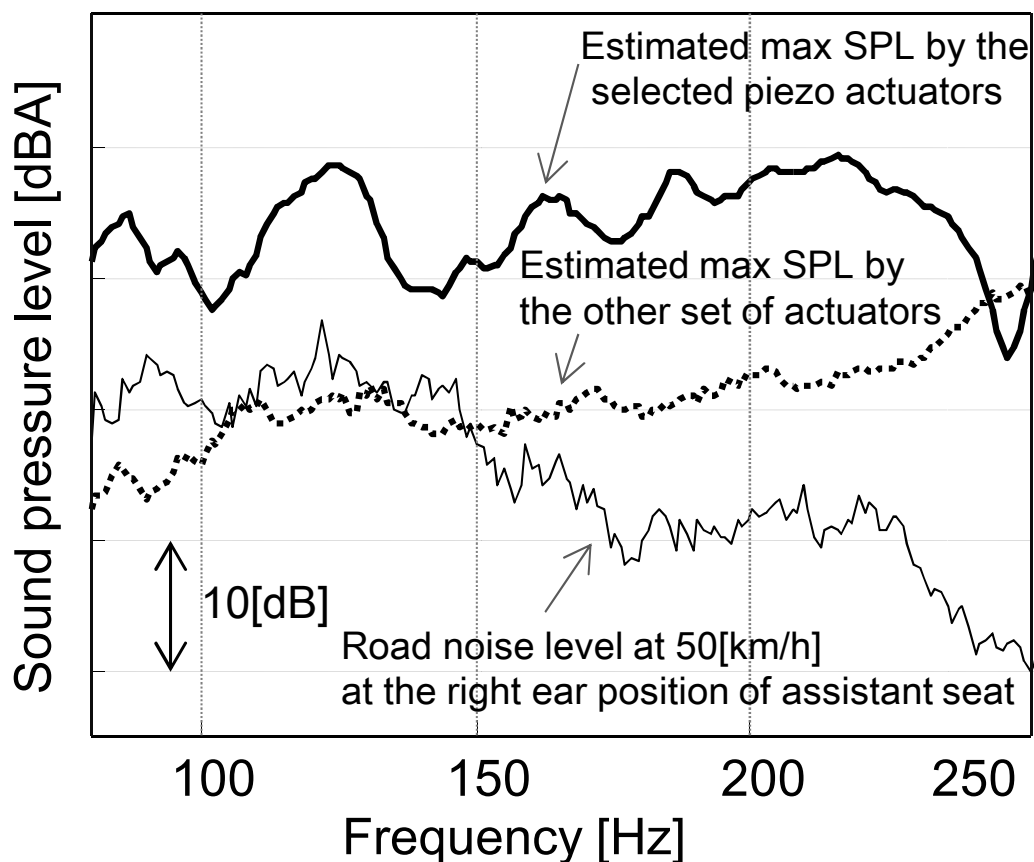


Fig. 3.23 Estimated control sounds by sets of piezo actuators and road noise level at 50 km/h at right ear position of assistant seat.

選択されたピエゾアクチュエータの数および配置により，全ての制御周波数にわたって車室内音圧を制御できるかどうか検証した．Fig. 3.24 に，適切に選択されたピエゾアクチュエータの組（太線）と不適切な組（細線）に対する，伝達関数行列 G_u^y の条件数 $\kappa(\omega)$ を示す．不適切な組の場合，180 Hz から 230 Hz の帯域で条件数が悪化することがわかる．条件数の閾値 κ_{th} は，ここでは実験的に 80 と設定した．適切に選択されたピエゾアクチュエータの組は (2.22) 式を満たすことが確認できた (Step 5)．

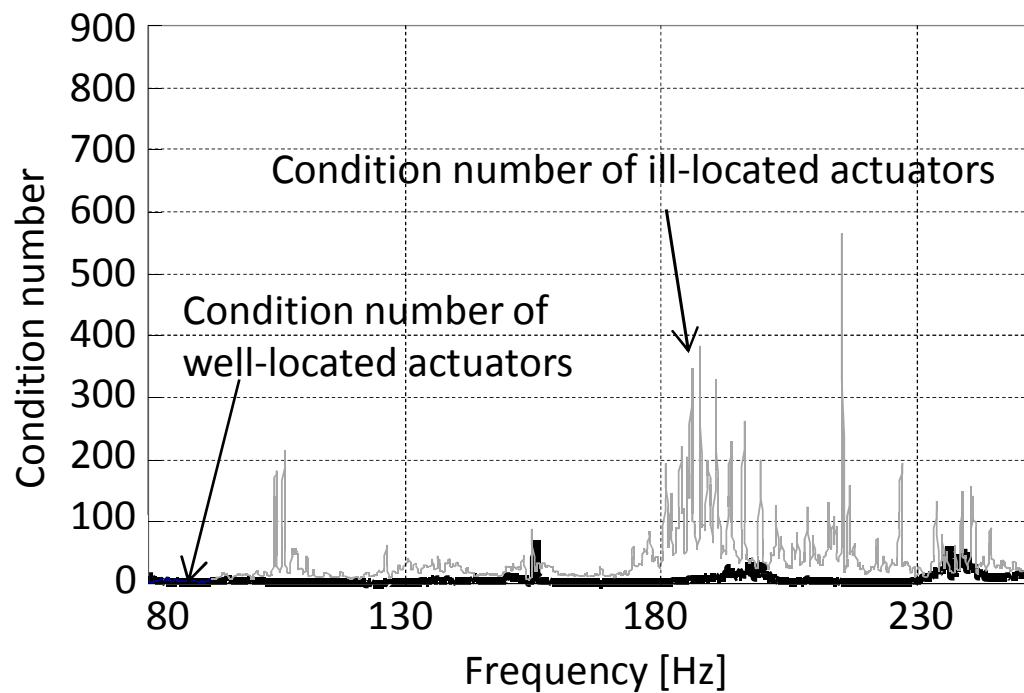


Fig. 3.24 The condition numbers of transfer functions G_u^y . Thick line: well-located actuators (selected), thin line: ill-located actuators (not selected).

選択されたピエゾアクチュエータの組に対して、(2.24) 式左辺の値を計算した。 $\omega \in 2\pi[100, 250]$ に対し、 $\sup_{\omega \in [\omega_1, \omega_2]} \sigma_{max}(G_u^a(j\omega)G_{FF}(j\omega)) = 0.38$ となり、(2.24) 式の条件を満たした (Step 6)。

最終的に決定したピエゾアクチュエータ貼付位置を、Fig. 3.22 に黒色の四角形で示す (Step 7)。

3.3.3 モデリングおよび一般化プラント構成の結果

(2.26) 式で示した一般化プラントを構成する音響振動伝達関数および重み関数をモデリングする。

音響振動伝達関数のモデリング

G_u^y および G_u^a を同定した。低周波帯域でのゲインが低いので、アクチュエータへの最大入力電圧以下でより大きな同定入力を加えるため、 piezoアクチュエータへの入力信号は、50 Hz から 150 Hz と 150 Hz から 1000 Hz それぞれに帯域制限した白色雑音とした。それぞれの入力に対して得られた周波数特性を結合することで 50 Hz から 1000 Hz までの周波数特性を得た。piezoアクチュエータへの入力信号 $u_i (i = 1, \dots, 8)$ から音圧信号 $y \in \mathbb{R}^2$ までの伝達関数 $G_{u_i}^y$ を SIMO モデルとして同定し、MIMO モデル $G_u^y = [G_{u_1}^y \dots G_{u_8}^y]$ を構成した。システム同定には、MATLAB® のシステム同定ツール SD tool を使用した。同様の手順で、 $G_u^a = [G_{u_1}^a \dots G_{u_8}^a]$ も同定した。

Fig. 3.25 の上図に、左フロアパネル上の piezoアクチュエータ指令電圧 u_1 から、助手席右耳元における音圧 y_1 までの伝達関数 $G_{u_1}^{y_1}$ を示す。モデリングを行う周波数は 100 Hz から 300 Hz とした。得られた 8 入力 2 出力の伝達関数の次数は、305 次であった。

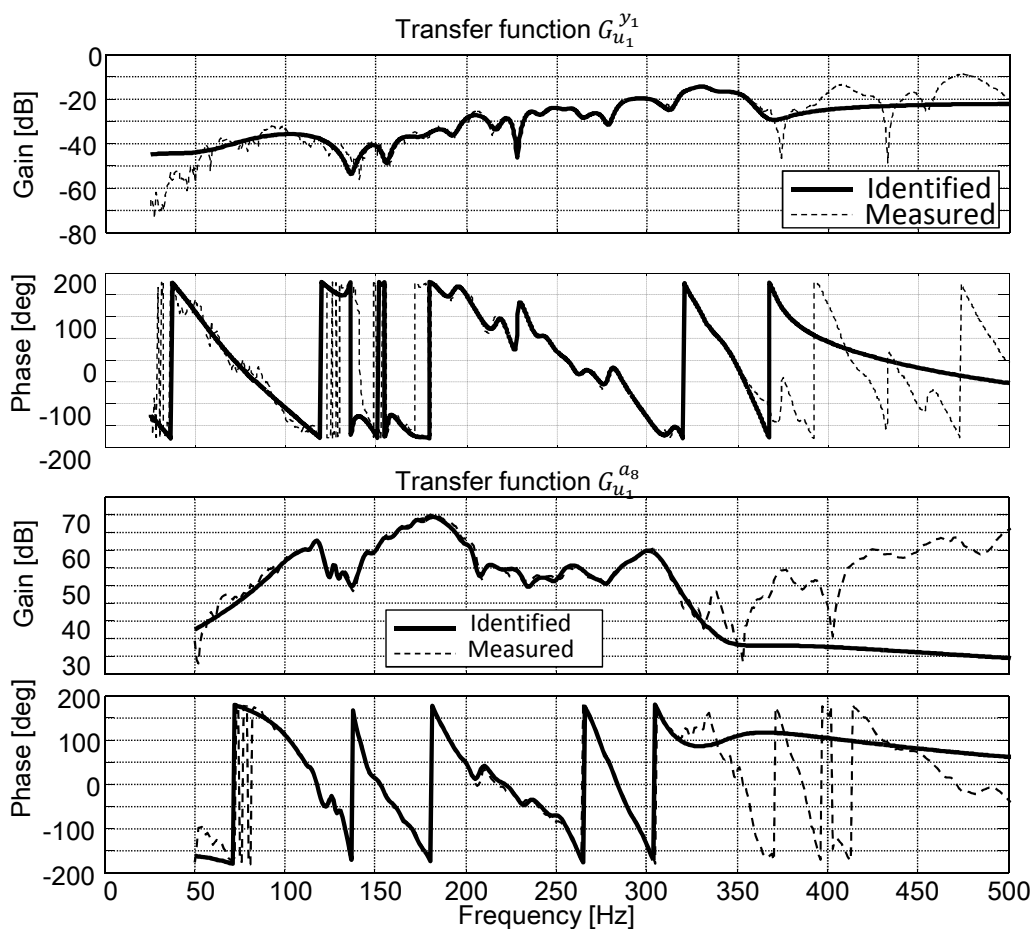


Fig. 3.25 Bode plots of measured (dotted line) and identified (solid line) transfer functions $G_{u_1}^{y_1}$ and $G_{u_1}^{a_8}$.

Fig.3.25 の下図に、左フロアパネル上のピエゾアクチュエータ指令電圧 u_1 から左リアホイールハウス近傍の加速度信号 a_8 までの伝達関数 $G_{u_1}^{a_8}$ を示す。ほかの入出力に関する伝達関数も同様の精度で同定できた。モデリングを行う周波数は 100 Hz から 300 Hz とした。得られた 8 入力 12 出力の伝達関数の次数は、360 次であった。

前節で求めたロードノイズ推定モデル \hat{G}_a^y の周波数特性は、Fig. 3.19 を参照されたい。

重み関数の設計

重み関数 W_a , W_b および W_d の周波数特性を Fig. 3.26 に示す。

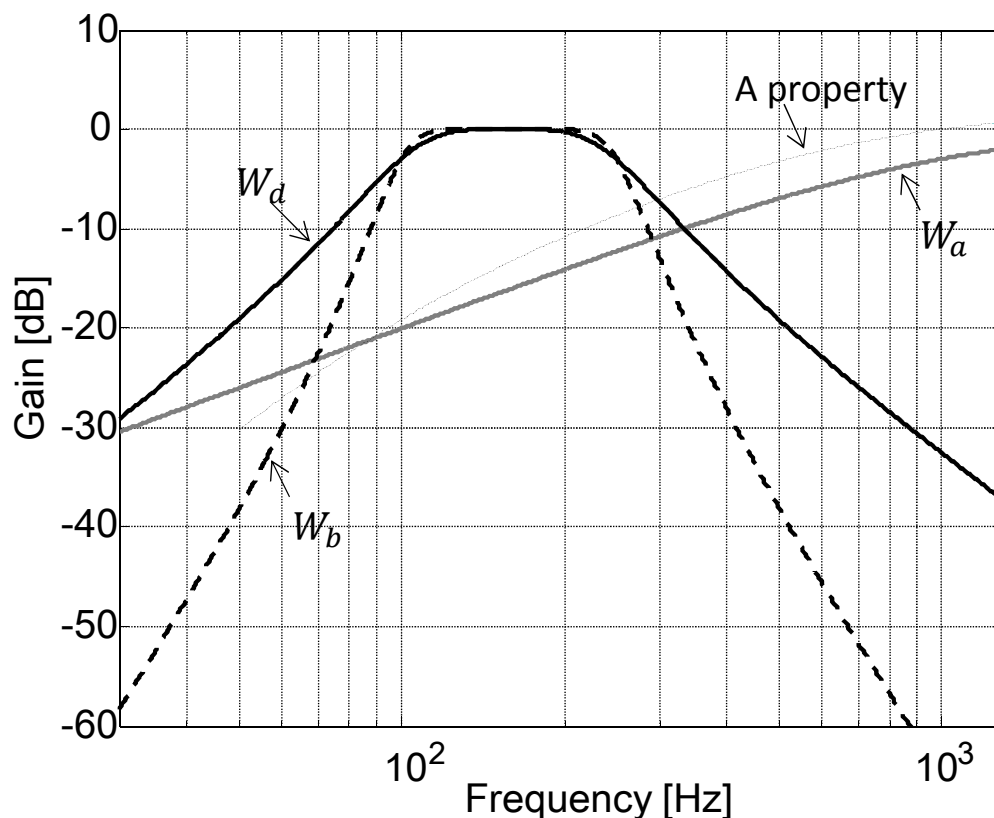


Fig. 3.26 Gains of the weighting functions.

W_a には、A 特性 [92] を模擬した関数として、遮断周波数 1000 Hz の 1 次バターース型ハイパスフィルタを用いた。比較のために A 特性も図中に示す。 W_b には、制御帯域である 100 Hz から 250 Hz を通過帯域とする 4 次バターース型バンドパスフィルタを用いた。 W_d には、制御帯域において一定の制御効果を狙うために、100 Hz から 250 Hz を通過帯域とする 2 次バターース型バンドパスフィルタを用いた。 W_c には、定数行列を用いた。 W_c の値はつぎの繰り返し探索を行い、決定した。まず、後述する補償器設計およびシミュレーションを行い、オーバーオール制御効果とピエゾアクチュエータ入力電圧および閉ループの安定余裕を計算した。ここで、ロードノイズ低減制御効果の $[\omega_1, \omega_2]$ におけるオーバーオール値を以下の式により定義する。

$$\Delta y_s(\omega_1, \omega_2) = 10 \log_{10} \left(\int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{|\hat{y}_{on}(j\omega)|^2}{|\hat{y}_{off}(j\omega)|^2} d\omega \right) \quad (3.6)$$

ただし, $\hat{y}_{on}, \hat{y}_{off}$ はそれぞれ制御 ON/OFF 時のシミュレートされた音圧レベルである.

対象としているシステムでは, シミュレーションで 6 dB の安定余裕があれば実機でも安定であることがこれまでの実験により経験的にわかっているため, 安定余裕が 6 dB に満たない場合は棄却した. つぎに, それらの量が全て設計仕様を満たしていることを確認した. 満たしていなければ, W_c の値を変更し, 補償器を再設計した. Fig. 3.27 に W_c の値を変化させたときの, (3.6) 式のオーバーオール制御効果およびピエゾアクチュエータ入力電圧を示す. 使用したピエゾアクチュエータの耐圧は 135 V であったので, マージンを考慮し, 全ての入力電圧が 100 V 以下となる $W_c = 50$ を基準とした. そして, ピエゾアクチュエータ間の入力電圧を平準化するため, アクチュエータごとに異なる W_c の値とし, $W_c = \text{diag}(50, 100, 50, 50, 50, 100, 50, 50)$ と設定した.

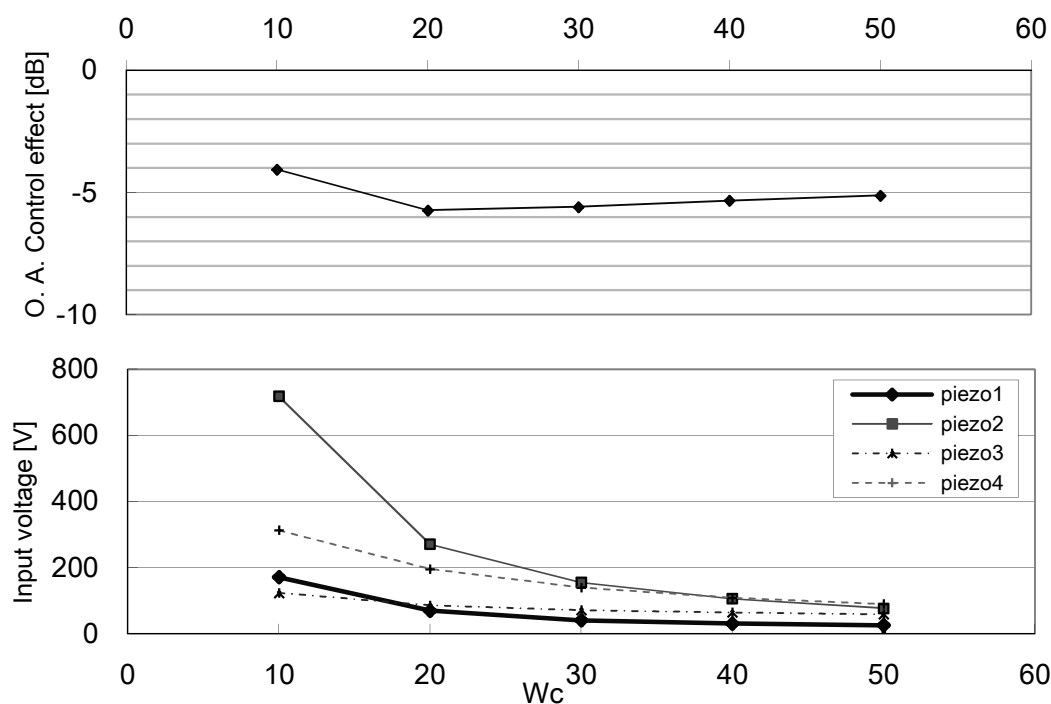


Fig. 3.27 Overall road noise reduction effect and piezo input voltage corresponding to W_c .

3.3.4 補償器設計結果

MATLAB®Robust Control Toolbox の `h2syn` 関数を用いて, 12 入力 8 出力連続時間補償器を設計した. 補償器 C の要素のうち, 前フロア・後フロアそれぞれに設置したセン

サでの加速度から，フロアパネル・ドアパネルそれぞれに設置した piezo アクチュエータ入力電圧まで成分について，周波数特性を Fig. 3.28（実線）に示す．次数は 844 次であった．

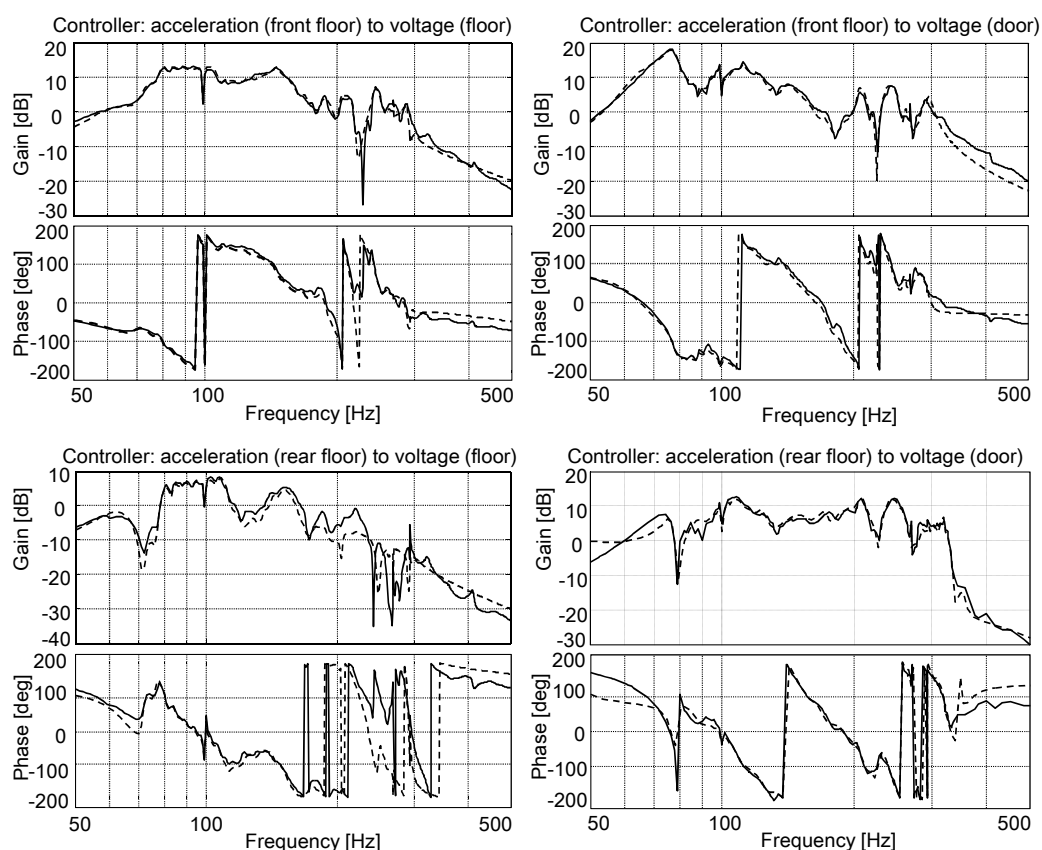


Fig. 3.28 Bode plots of the continuous full-order controller (solid line) and the discretized reduced-order controller (dashed line).

デジタルコントローラに実装するために，求めた補償器を低次元化し，Matlab®の `c2d` 関数を用いて 0 次ホールド法により 96 次まで離散化した．その結果を Fig. 3.28（破線）に示す．図より，およそ制御帯域において，実用上近似が十分な周波数特性の低次元化離散時間補償器が得られたことがわかる．ただし，左下図ではゲインの低い 180 Hz 以上の周波数帯域では，連続時間補償器と離散時間補償器の間の誤差が生じてしまった．低次元化補償器の次数を増加すれば改善すると考えられる．しかし，デジタルコ

ントローラの計算速度には限りがあり，次数の増加は不可能であったため，この誤差を許容することにした．

3.3.5 計算機シミュレーション結果

設計手法の妥当性を検証するために，連続時間系の伝達関数と連続時間系補償器とを用いた計算機シミュレーションを行った．以下の式で示す制御 OFF/ON 時のロードノイズレベル $\hat{y}_{off}(j\omega), \hat{y}_{on}(j\omega)$ の周波数特性を比較した．

$$\hat{y}_{off}(j\omega) = \hat{G}_a^y(j\omega)a_d(j\omega) \quad (3.7)$$

$$\hat{y}_{on}(j\omega) = G_{on}(j\omega)a_d(j\omega) \quad (3.8)$$

ここで， $G_{on} = \hat{G}_a^y + G_u^y L_2 C T_d L_1 (I - G_u^a L_2 C T_d L_1)^{-1}$ とおいた．また，入力 a_d には加速度センサの実測値を使用した．(3.7) 式はロードノイズ推定モデル \hat{G}_a^y で得られた推定ロードノイズである．(3.8) 式は，Fig. 2.4 の制御システムの実出力 \hat{y} である． \hat{G}_a^y および G_u^y にはノンパラメトリック周波数伝達関数を使用した．また，低次元化後の補償器を用いた．Fig. 3.29 に，助手席左右耳元における $\hat{y}_{off}(j\omega)$ と $\hat{y}_{on}(j\omega)$ のパワースペクトルを比較して示す．

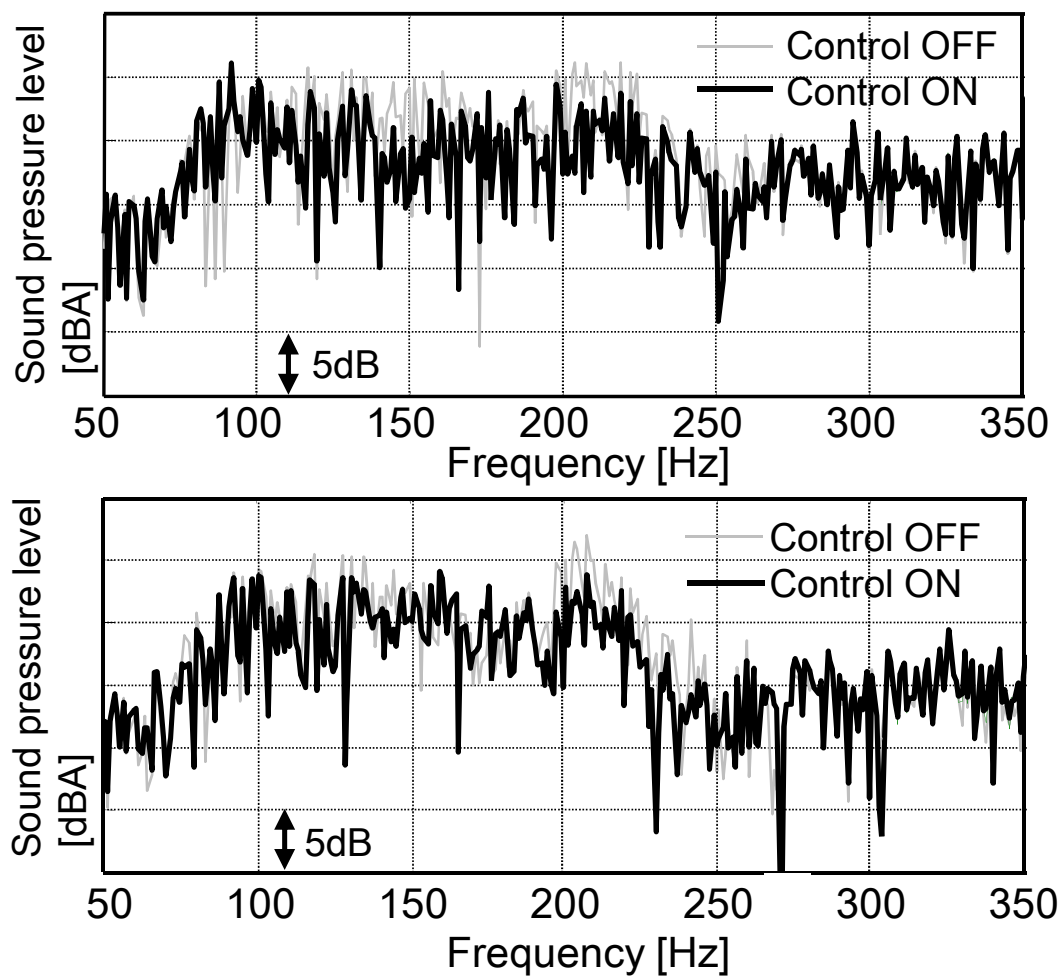


Fig. 3.29 Simulated road noise level without control (gray line) and with control (black line). Upper: passenger's left ear; Lower: passenger's right ear.

図より，左耳元位置では 100～170 Hz および 200～250 Hz の帯域で，右耳元位置では 120～150 Hz および 190～250 Hz の帯域で，それぞれ制御 ON 時に推定ロードノイズが下がっていることがわかる．(3.6) 式で定義した，100 Hz から 250 Hz におけるオーバーオール制御効果は以下のとおりであった．

- 助手席左耳元での $\Delta y_s(2\pi 100, 2\pi 250)$: -3.20 dBA.
- 助手席右耳元での $\Delta y_s(2\pi 100, 2\pi 250)$: -2.20 dBA.

閉ループ系の最小のゲイン余裕は 11.5 dB であり，基準を満たした．また，求めた連続時間補償器を用いて計算した (2.23) 式の左辺の値 $\|G_u^a(s)C(s)\|_\infty$ は，0.54 であった．

以上の結果より、本論文で提案した手法が車両走行時ロードノイズ低減に有効であることが示せた。

3.4 まとめ

本章では、2章で提案した手法を、実験データを用いた計算機シミュレーションにより検証した。実験データは、実験室内の台上実験およびテストコース内での走行実験により取得した。

3.1節では、センサ・アクチュエータを車体に配置したASAC法の制御システムを構成し、半無響室内の台上において騒音低減実験を行った。外乱信号としてロードノイズ源振動を模擬した振動を、車体下に設置した電磁加振器により車体に入力した。台上試験における簡易的なロードノイズ推定モデルおよびアクチュエータから車室内音圧までの伝達関数をモデリングし、補償器を設計した。制御ON/OFF時の車室内音圧をシミュレーションにより比較した結果、提案手法により音圧が制御周波数帯域にわたって低減されることを確認した。

3.2節では、走行実験に向けたセンサシステムの構成とロードノイズ推定モデルの同定を行った。同定には、テストコースにおいて走行実験を行い、得られた加速度センサおよび車室内音圧データを用いた。加速度信号から理想制御効果を計算し、適切なセンサ数・配置を導出した。また、複数のセンサデータをフーリエ変換し、周波数領域でデータ行列を主成分分析した。主成分数を変更しながら推定精度を比較することで、適切な数の主成分を見出した。その結果、出力誤差率の意味で十分な推定精度でかつ過同定でないロードノイズ推定モデルを得ることができた。

3.3節では、走行実験のためのアクチュエータ配置を決定し、 H_2 補償器の設計を行った。ハンマリング試験により得られた車体各点から車室内音圧までの伝達関数を元に、2.3.2項の基準にしたがってアクチュエータの配置を決定した。3.2節で求めたロードノイズ推定モデルと、アクチュエータから車室内音圧までの伝達関数モデルを元に補償器を設計

し，走行実験で得た加速度センサデータを用いて制御 ON/OFF 時の車室内音圧を比較した．計算機シミュレーションの結果，提案手法により，助手席左右耳元位置において走行時のロードノイズが，制御周波数帯域にわたって低減されていることが確認できた．

第4章

ロードノイズ低減車両実験の結果

本章では，センサ・アクチュエータおよびデジタルコントローラを搭載した車両を用いて，台上および走行時においてロードノイズ低減制御実験を行った結果を述べる．

4.1 半無響室内での台上実験結果

4.1.1 実験条件

3.1節で使用した台上実験装置にデジタルコントローラを接続し，制御システムを構成した．Fig. 4.1に実験装置の概要を示す．信号発生器(図中の“Noise generator”)，電磁加振器(図中の“Shaker”)，力センサ(図中の“Sensor”)， piezoアクチュエータ(図中の“Piezo-actuator”)，高電圧アンプ(図中の“Amp”)，マイクロフォン(図中のMicrophone)は全て3.1節と同じ仕様，配置とした．

補償器は，デジタルコントローラ(dSPACE AutoBox[101]，図中の“Controller”)に実装した．アンチエイリアシングフィルタ(図中の“Anti-aliasing filter”)には，遮断周波数500 Hzの4次バターワース型アナログローパスフィルタを用いた．0次ホールドにより発生する高周波成分を除去する平滑化フィルタ(図中の“Smoothing filter”)として，アンチエイリアシングフィルタと同じローパスフィルタを使用した．

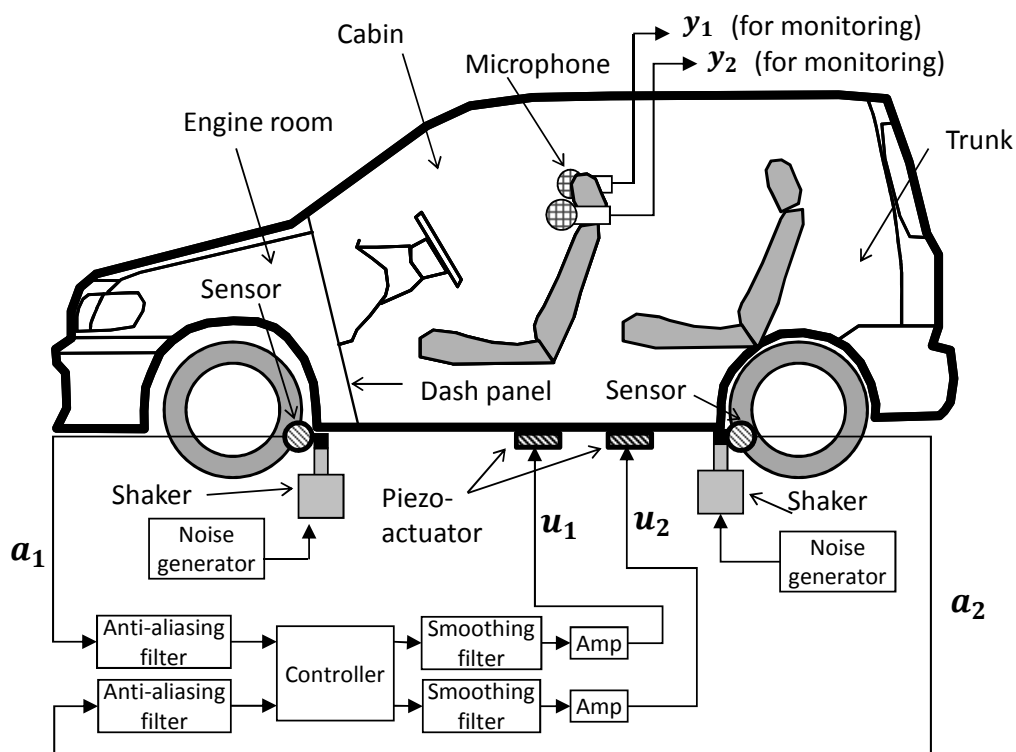


Fig. 4.1 The set-up of control experiment in the semi-anechoic room.

デジタルコントローラのサンプリング周波数は3000Hzとした。これは、制御帯域に対して十分に高い値である。実用上は制御効果とのトレードオフを取りながら適切な値を採用する。また、サンプル値制御 [102] を用いることにより、低いサンプリング周波数を使用した場合にも制御効果の減少を抑えることができる可能性がある。AutoBoxのボードの仕様は、プロセッサは480 MHz PowerPC、メモリは128 Mbyte SDRAM、AD変換の分解能は ± 5 V/12bitであった。

台上において、走行時のロードノイズレベルをできるだけ再現するために、タイヤから侵入する振動を模擬した信号を以下のように設計した。まず、ロードノイズ路と呼ばれるロードノイズ評価に用いる路面を、実験車両により走行した。つぎに、得られたロードノイズのパワースペクトルを模擬したフィルタを作成した。そして、白色雑音をこのフィルタでろ過し、加振力を模擬した信号を作成した。

ロードノイズ模擬音の評価位置は，運転席左右両耳元とした．運転席左右耳元における音圧レベル y_1 , y_2 を測定することで，制御によるロードノイズ模擬音の低減効果を検証した．

4.1.2 ロードノイズ模擬音低減制御実験結果

信号発生器によりロードノイズ加振力を模擬した信号を電磁加振器に入力し，車室内にロードノイズ模擬音を生成した．制御 ON/OFF 時において，運転席左右耳元位置でのロードノイズ模擬音の音圧レベルを比較した．Fig. 4.2 および Fig. 4.3 に，運転席右耳および左耳位置でのロードノイズ模擬音の音圧レベルのパワースペクトルを示す．両図より，80~400 Hz の帯域でロードノイズ模擬音の音圧レベルが低減していることがわかる．

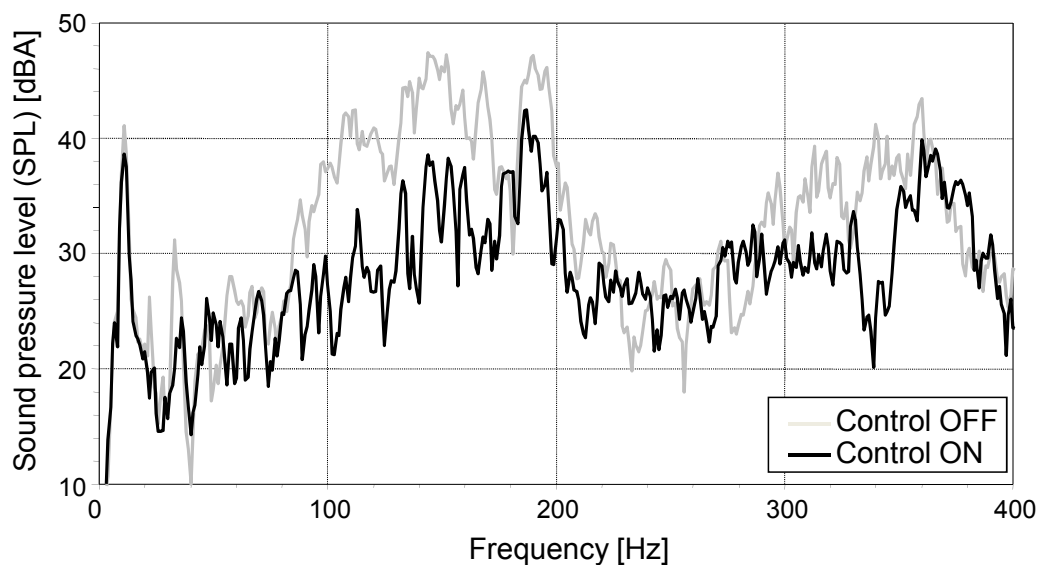


Fig. 4.2 Sound pressure level of simulated road noise at driver's right ear; without control (gray line) and with control (black line).

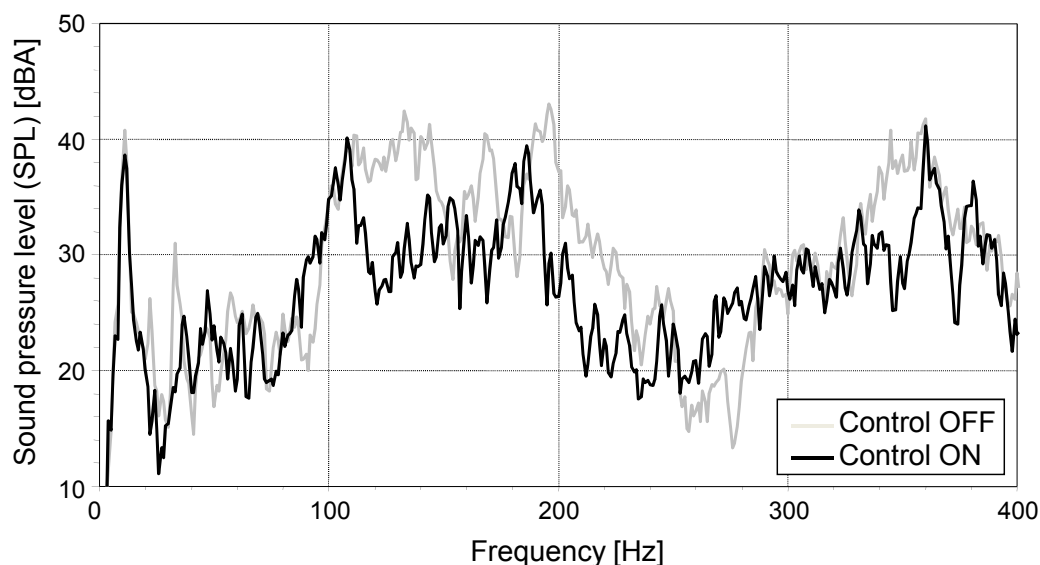


Fig. 4.3 Sound pressure level of simulated road noise at driver's left ear; without control (gray line) and with control (black line).

ロードノイズ模擬音の低減制御効果のオーバーオール値による比較を行う。制御 OFF 時および制御 ON 時に得られたロードノイズ模擬音の音圧レベルを用いて、低減制御効果のオーバーオール値を以下の式により定義する。

$$\text{O.A.exp} = 10 \log_{10} \left(\int_{2\pi 80}^{2\pi 400} \frac{|y_{on}(j\omega)|^2}{|y_{off}(j\omega)|^2} d\omega \right) \quad (4.1)$$

ここで $|y_{off}(j\omega)|^2$ と $|y_{on}(j\omega)|^2$ とは、それぞれ制御 OFF、制御 ON 時におけるロードノイズ模擬音の音圧レベルのパワースペクトルである。結果は、80~400 Hz 帯域におけるロードノイズ模擬音低減制御効果のオーバーオール値は、右耳元および左耳元でそれぞれ -6.5 dBA と -3.7 dBA であった。一般に -3 dBA のロードノイズの音圧レベルの違いは車格 2 クラス分に相当するといわれる。すなわち、1.3 L のエンジンを搭載したコンパクトカーである実験車のロードノイズ音圧レベルが、制振材がより多く使われている中型セダンと同等になることを意味する。すなわち、本実験では十分な制御効果が得られた。このことは 3.1.2 項において作成したモデルの精度、および補償器の離散化精度が十分であったことを意味する。

また、制御により左右耳元での音圧レベルが同レベルになっている。すなわち、制御を行わない場合ではオーバーオールの左右の音圧レベル差は 3.9 dBA であったが、制御を行ったときには 1.1 dBA まで減少した。これは、 H_2 制御により左右耳元の音圧レベルが同じ値になるように重み関数を設計した結果である。

さらに、ロードノイズ模擬音の音圧レベルが高い周波数帯域すなわち 100~200 Hz と 300~400 Hz において、大きな制御効果が得られていることがわかる。これは、重み関数 W_d を導入した効果である。

Fig. 4.4 と Fig. 4.5 に、制御 ON/OFF 時の運転席左右耳元音圧の時系列データを示す。図から、ロードノイズ模擬音の音圧レベルが左右耳元ともに減少していることがわかる。

実際、制御を施すことにより、ロードノイズ模擬音の音圧レベルが低くなることが聴覚的にも感じられた。

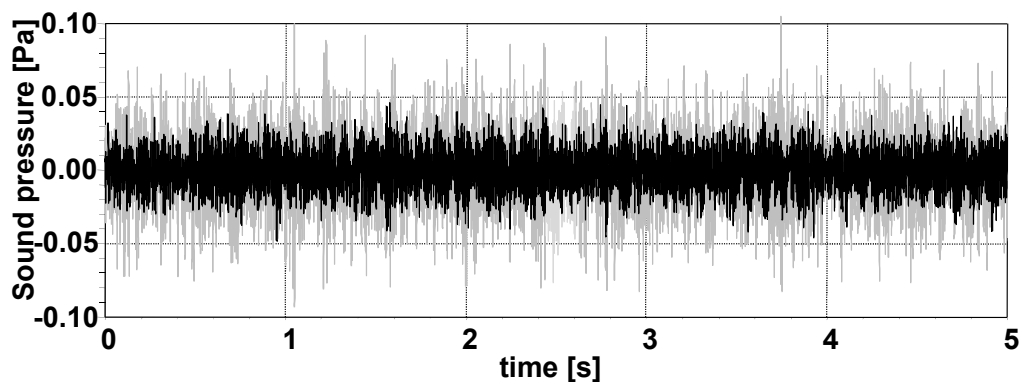


Fig. 4.4 Time histories of simulated road noise at driver's right ear; without control (gray line) and with control (black line).

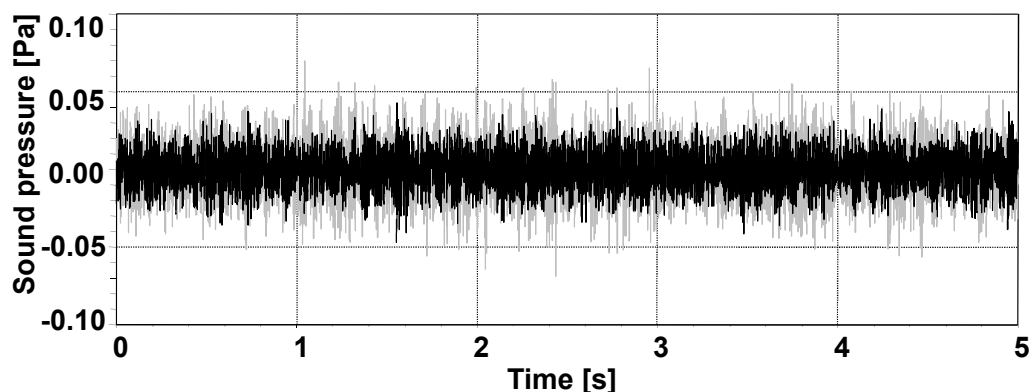


Fig. 4.5 Time histories of simulated road noise at driver's left ear; without control (gray line) and with control (black line).

4.2 テストコースでの走行実験結果

4.2.1 実験条件

3.3節で使用した走行実験装置にデジタルコントローラを接続し、制御システムを構成した。Fig. 4.6に制御システムの概要を示す。加速度センサ(図中の“Accelerometer”), アクチュエータ(図中の“Piezo-actuator”), マイクロフォンおよび前置増幅器(図中の“Microphone”), 高電圧アンプ(図中の“Amp”), 計測器(図中の“Measurement system”)は, 3.3.1項と同じ仕様, 配置とした。

補償器はデジタルコントローラ(dSpace社製Autobox, 図中の“Controller”)に実装した。デジタルコントローラのサンプリング周波数は3000 Hzとした。これは, 制御帯域に対して十分に高い値である。実用上は離散化誤差と制御効果とのトレードオフを取りながら決定する。プロセッサは480 MHz PowerPC, メモリは128 Mbyte SDRAM, AD変換の分解能は12 bitであった。アンチエイリアシングフィルタ(図中の“Anti-aliasing filter”)には, 遮断周波数1000 Hzの5次バターワース型アナログローパスフィルタを用いた。0次ホールドにより発生する高周波成分を除去する平滑化フィルタ(図中の“Smoothing filter”)として, アンチエイリアシングフィルタと同じローパスフィルタを使用した。車室

内の音響特性への影響が少なくなるように、図中点線内の機器は全て車両のトランク (図中の “Trunk”) に設置した。

3.3節と同様に、ロードノイズ制御点は助手席乗員の両耳元位置2点、評価路面はロードノイズ路とし、走行車速は 50 km/h, 変速機のギアを 2 速に固定しエンジン回転数を一定とした。

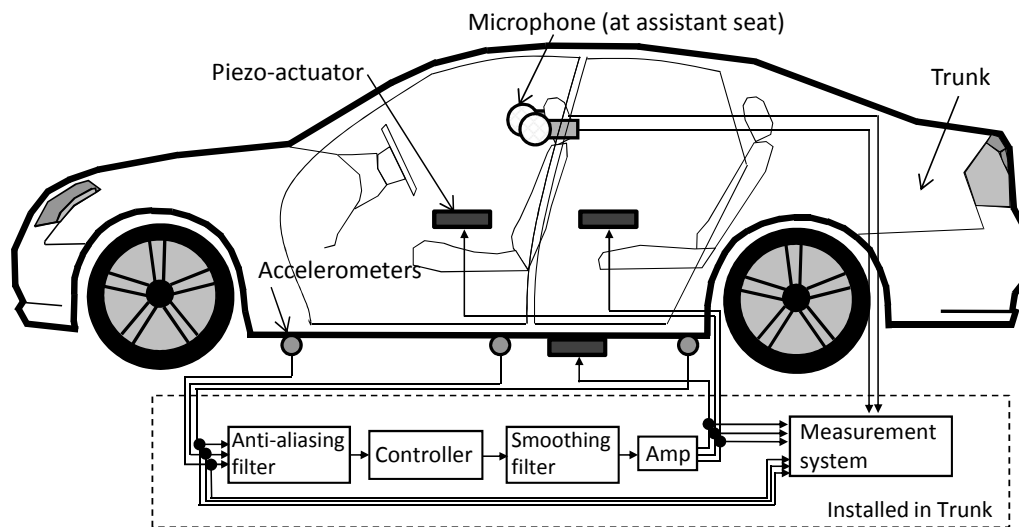


Fig. 4.6 The set-up of the road noise reduction control experiment in driving condition.

4.2.2 走行時ロードノイズ低減制御実験結果

走行実験において制御 ON/OFF を行い、助手席左右耳元位置でのロードノイズレベルを比較した。Fig. 4.7 に、助手席左右耳位置でのロードノイズレベルのパワースペクトルを示す。図より、左耳元位置では 110~160 Hz および 170~200Hz の帯域で、右耳元位置では 110~160Hz および 190~220 Hz の帯域で、それぞれロードノイズレベルが低減していることがわかる。

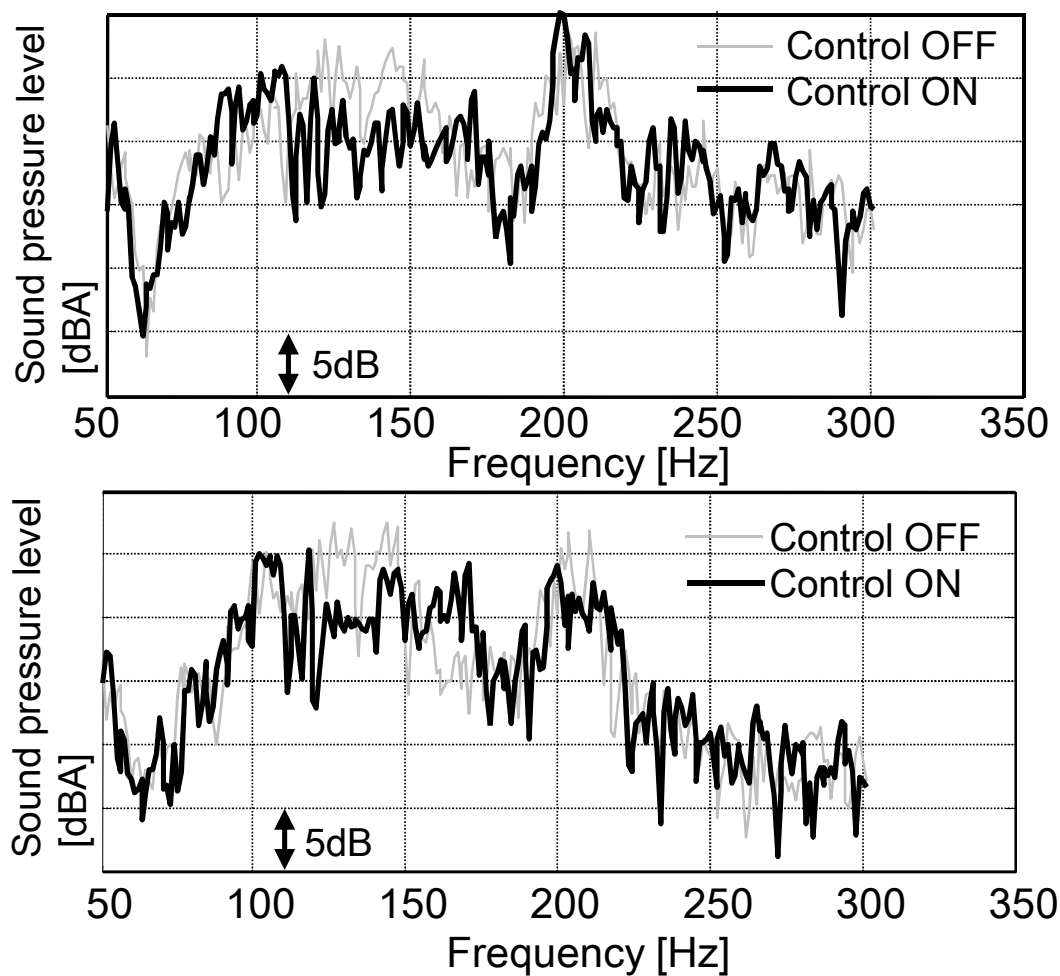


Fig. 4.7 Road noise level in a driving experiment without control (gray line) and with control (black line). Upper: passenger's left ear; Lower: passenger's right ear.

ロードノイズの低減効果のオーバーオール値による比較を行った。制御 OFF 時および制御 ON 時に得られたロードノイズレベルのスペクトルをそれぞれ $y_{off}(j\omega)$, $y_{on}(j\omega)$ とおき、ロードノイズ低減効果の $[\omega_1, \omega_2]$ におけるオーバーオール値を以下の式により定義する。

$$\Delta y_e(\omega_1, \omega_2) = 10 \log_{10} \left(\int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{|y_{on}(j\omega)|^2}{|y_{off}(j\omega)|^2} d\omega \right) \quad (4.2)$$

100 から 250 Hz におけるオーバーオールの低減効果は以下のとおりであった。

- 助手席左耳元での $\Delta y_e(2\pi 100, 2\pi 250)$: -2.0 dBA

- 助手席右耳元での $\Delta y_e(2\pi 100, 2\pi 250) : -1.5$ dBA.

特に、ロードノイズの一つ目のピークを形成する 100 Hz から 150 Hz の帯域では、助手席左耳元位置におけるオーバーオール低減効果 $\Delta y_e(2\pi 100, 2\pi 150)$ は -3.3 dBA であった。また、録音した音圧データを再生し評価を行ったところ、2人のテストドライバーともに騒音低減効果を認めることができた。

Fig. 4.7 下図の 150 Hz~170 Hz では音圧レベルが増大している。これは、ロードノイズレベルが比較的低い周波数では同定に用いる信号の S/N が相対的に低く、モデル化誤差が発生しやすいことが原因と考えられる。実際、Fig. 3.29 に示した計算機シミュレーション結果では、150 Hz~170 Hz 帯域における音圧増大はみられなかった。

4.3 まとめ

本章では、設計した補償器をデジタルコントローラに実装し、センサ・アクチュエータを搭載した車両を用いてロードノイズ低減制御実験を行った。半無響室内の台上実験では、ロードノイズを模擬した振動を加振器により入力し、制御実験を行った。制御周波数帯域において運転席左右耳元位置においてそれぞれ -6.5 dBA と -3.7 dBA のロードノイズ模擬音の低減効果が得られた。

また、ロードノイズ推定器を含めた車載用ロードノイズアクティブ構造騒音制御システムを構成し、テストコースのロードノイズ評価路にて制御実験を行った。その結果、制御周波数帯域において助手席左右耳元位置においてそれぞれ -2.0 dBA, -1.5 dBA のロードノイズ低減効果が得られた。特に低周波側でより大きな効果が得られた。

第5章

おわりに

本論文では、音響場と構造場とが強連成した構造により自動車ロードノイズが発生することに注目し、アクティブ構造騒音制御 (ASAC) により静粛化する手法を提案した。

2章では、ロードノイズのアクティブ構造騒音制御を実現するための制御システムの構成およびセンサ・アクチュエータの配置、そして補償器の設計法を提案した。音響場と構造場とが強連成したロードノイズ伝搬プロセスをモデル化し、さらに集中定数系近似することにより伝達関数を用いたブロック線図によるモデルを導いた。補償器設計用の制御システムを構成した。

制御可能な周波数帯域を広げるために、車室内音圧をフィードバックする方法ではなく、車体に取り付けたセンサで得られた振動の信号を元に車室内音圧を推定する構成とした。ロードノイズ源となる振動成分をできるだけ多く取得するために、マルチプルコヒーレンスから計算した理想制御効果により適切なセンサ数・配置を決定する手法を提案した。センサ数が多くなるとセンサ間に相関関係が発生する多重共線性が成り立つ可能性が高くなる。その結果、複数のセンサ信号から車室内音圧を推定するモデルを構築することが困難になる。この課題に対し、周波数領域における主成分分析を用いることで、複数のセンサ信号から主成分を抽出したうえでロードノイズ推定モデルを構築することが可能となった。

走行時のロードノイズ低減システムを構成するために、ハンマリングによる車体加振実験のデータを用いてアクチュエータの最適配置を決定する手法を提案した。アクチュ

エータ配置選定基準は、1) 十分な音圧を発生できること、2) 複数の空間を複数のアクチュエータで独立に制御できること、3) アクチュエータとセンサとの間の閉ループシステムの安定余裕が十分であること、とした。補償器設計問題を H_2 制御問題に帰着し、一般化プラントの構成および重み関数の設計方法を提案した。

3章では、2章で提案した制御システム設計方法の有効性を、実験データを元にした計算機シミュレーションにより検証した。半無響室内に設置した車両台上実験により、提案した制御システムのコンセプトの正当性を検証した。車台下に設置した加振器によりロードノイズを模擬した振動を入力し、フロアに設置した加速度センサと車室内音圧を計測した。フロアに貼り付けたピエゾアクチュエータにシステム同定用信号を入力し、加速度および音圧信号を計測した。得られたデータを元に伝達関数モデルを同定し、補償器の設計を行った。ロードノイズ模擬振動を入力とし、伝達関数モデルを用いた計算機シミュレーションを行い、制御 ON 時には制御 OFF 時よりも車室内音圧が低減することが確認できた。

車両走行時の車体加速度データを計測し、加速度センサの最適な数・配置の検討、およびロードノイズ推定器の同定を行った。理想制御効果を用いて適切な加速度センサ数および位置を決定した。加速度信号をフーリエ変換したうえで主成分分析を行い、設定した閾値以下の主成分を削除することで、加速度センサ間の多重共線性を排除した。加速度から車室内音圧までの周波数特性をカーブフィッティングすることにより、パラメトリックなロードノイズ推定モデルを同定した。計算機シミュレーションにより、同定精度が高く、過同定でないモデルが得られたことを確認できた。

車載用ロードノイズ低減コントローラを設計するにあたり、ハンマリングによる車体加振実験データを用いて、アクチュエータ配置を決定した。上記で得られた推定モデルおよびアクチュエータから車室内音圧までの伝達関数モデルを元に、 H_2 補償器を設計した。走行実験で得られた加速度信号と、伝達関数モデルおよび補償器を用いた計算機シミュレーションを行い、制御 ON 時には制御 OFF 時よりも車室内音圧が低減することが確認できた。

4章では、得られた補償器を車載デジタルコントローラに実装し、半無響室内の台上実験、およびロードノイズ評価路における車両走行時ロードノイズ低減制御実験を行った。両実験ともに、制御により車室内音圧の低減を実現することができた。また、聴覚上音圧低減を知覚することができた。

今後の課題としては以下の点が挙げられる。

乗員数の変動により、振動・音響伝達関数が変動することが実験で確認されている(付録 Fig. 5.1 参照)。この変動により、ロードノイズ低減効果が減少することが予想されるため、たとえば、補償器の切り替えやゲインスケジュールなどの方法による対策を検討する。同様に、ロバストにロードノイズを推定する仕組みが必要である。さらに、エンジン音や風切り音がロードノイズ周波数に入る車速も存在する。ロードノイズ推定モデルを適応的に導出する方法や逐次同定を行う方法を構築し適用する必要がある。ロードノイズを低減する空間を乗員のいる全ての空間に拡張する必要もある。コントローラの入出力信号が過大となるため、コントローラの低次元化などに工夫が必要になると考えられる。センサ・アクチュエータ配置決定の元になる候補点のメッシュ生成についても、より本質的な方法を見つける必要があると考える。商品化に向けた低コスト化などが挙げられる。さらなる騒音低減効果の向上のための検討も必要である提案した手法は自動車のロードノイズ低減に向けて開発したが、この手法またはその一部はその他の対象物の音響制御にも応用可能であると考えられる。たとえば、鉄道車両や航空機などの移動物体、劇場や屋内といった閉空間にも応用が可能であると考えられる。

なお、車室内騒音を極限まで小さくすることの是非については議論が待たれる。ドライバーは、路面状態やパワートレーンの動作状態を音や振動を用いて感知しながら運転操作を行っている [103]。したがって、ロードノイズについても完全には低減すべきものではないと考える。また、乗員の好みに応じた音響場の制御も必要な要素である。不快な騒音を低減し、快適で有用な音を提示する車室内の音作りに関する研究も盛んに行われている [104][105]。

付録

Fig. 5.1 に、車室内に乗員が乗らない場合と、乗員が運転席に乗車している場合とにおいて計測した、ピエゾアクチュエータから運転席右耳元音圧までの伝達関数を比較して示す。300Hz 以上で顕著な差があらわれるが、100Hz 近傍でも変動が存在する。

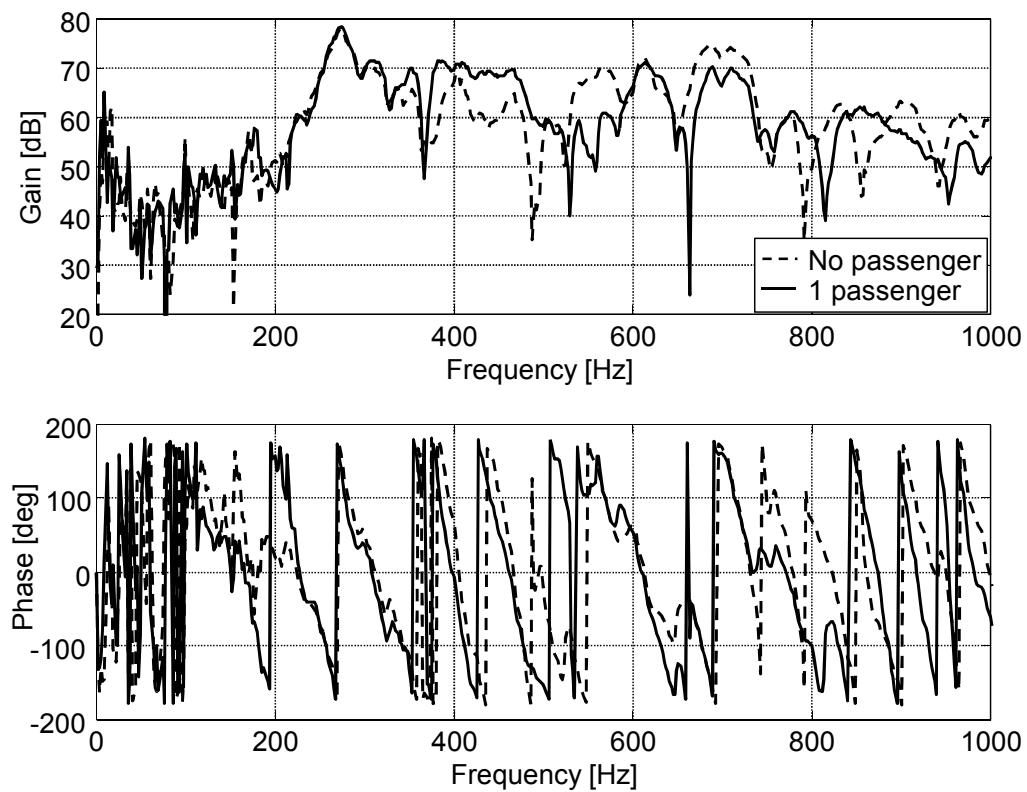


Fig. 5.1 Transfer functions from piezo actuator input voltage to SPL at driver's right ear; with and without passenger's existence in a car.

謝辞

本研究の研究テーマ立ち上げから論文の作成に至るまで、丁寧なご指導を頂きました九州大学大学院統合新領域学府 川邊武俊教授に心より感謝いたします。制御工学から自動車工学，電子工学と幅広い分野にわたってご指導をいただきました。また，科学技術論文のまとめ方を綿密にご指導いただきました。今村翼さんをはじめとした同研究室のスタッフの方々にもお世話になりました。ここに深く感謝いたします。本論文をまとめるにあたり貴重なご意見をいただきました九州大学大学院統合新領域学府 内山誠教授，杉原真准教授に深く感謝いたします。内山教授はまた，日産自動車(株)総合研究所のエキスパートリーダーとして，本研究の推進にあたり定期的なご指導をいただきました。日産自動車(株)総合研究所 出口欣高主任研究員，藤木教彰さん，ミシェル・メンスレーさん，アレクシ・ルストさん，城新一郎さん，押上勝憲主管研究員，屋代春樹主管研究員，中村一男さん，南健太さん，古川英治さんには，同じ研究グループの一員として日々切磋琢磨しながら研究を進めさせていただきました。ここに深く感謝いたします。首都大学東京 田中信雄教授とは本研究の基礎研究に関する共同研究をさせていただくとともに，貴重な技術論議をさせていただきました。ここに深く感謝いたします。博士課程進学にあたり，日産自動車(株)総合研究所 岸則政シニアイノベーションリサーチャー，カルソニックカンセイ(株) 廣田幸嗣テクノロジオフィサ，防衛大学校 金井喜美雄名誉教授から貴重なご助言をいただきました。ここに深く感謝いたします(以上，所属・役職は研究当時)。博士課程在籍中，日産自動車(株)総合研究所における社会人博士取得推進制度を利用させていただきました。さいごに，仕事と大学院での研究を両立するにあたり，家庭面・精神面で支えてくれた妻 菜穂子に感謝します。

2017年3月 高松 吉郎

参考文献

- [1] 高松吉郎, ミシェル・メンスレー, 出口欣高, 屋代春樹, 川邊武俊, H_2 制御を用いた自動車車室内ロードノイズのアクティブ構造騒音制御, 計測自動制御学会論文集, 51-8, pp. 551-560, 2015
- [2] 高松吉郎, 藤木教彰, 出口欣高, 川邊武俊, 周波数領域主成分分析に基づく多入出力構造物の音響振動モデル同定-自動車ロードノイズの推定-, 計測自動制御学会論文集, 52-9, pp. 481-489, 2016
- [3] 高松吉郎, 藤木教彰, 出口欣高, 川邊武俊, 車載用ロードノイズアクティブ構造騒音制御システム構成のためのアクチュエータ配置決定法と多入出力補償器の設計法, 計測自動制御学会論文集, 投稿中
- [4] 高松吉郎, ミッシェル・メンスレー, 出口欣高, 屋代春樹, バーチャルセンシングを用いた車室内のアクティブ構造騒音制御, 計測自動制御学会制御部門大会, 2007
- [5] 高松吉郎, 藤木教彰, 出口欣高, 屋代春樹, バーチャルセンシングを用いた車室内全席のアクティブ構造騒音制御, 日本機械学会年次大会, 2007
- [6] 高松吉郎, 藤木教彰, アレクシ・ルスト, 出口欣高, バーチャルセンシングによる車室内アクティブ構造騒音制御の安定化手法, 日本機械学会年次大会, 2009
- [7] 高松吉郎, 原辰次, 室田一雄, 連続/離散ハイブリッド凸最適化とその最適性規準, システム制御情報学会論文誌, 17-9, pp. 409-411, 2004

- [8] 原辰次, 森口聡子, 室田一雄, 高松吉郎, 連続/離散ハイブリット凸関数, 日本応用数学会 2005 年度年会, 2005
- [9] 渡邊祐子, 齋賀菜美, 騒音暴露に対する生理的反応の基礎検討, 第 25 回東京電機大学音響情報研究室研究談話会, 2005
- [10] 自動車技術ハンドブック編集委員会, 自動車技術ハンドブック, 自動車技術会, 2016
- [11] 星野博之, 小沢義彦, 車内音を構成する音の要素とその評価, 豊田中央研究所 R&D レビュー, 30-3, pp. 29-38, 1995
- [12] J. Duan, M. Li, T. C. Lim, M. R. Lee, M. T. Cheng, W. Vanhaaften and T. Abe, A Computationally Efficient Multichannel Active Road Noise Control System, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, 137-1, 011003, 2014
- [13] 小机わかえ, 感度解析と最適化手法による騒音低減に関する研究, 東京大学大学院工学系研究科博士論文, 1995
- [14] L. G. Hartleip, T. J. Roggenkamp, Case Study - Experimental Determination of Airborne and Structure-borne Road Noise Spectral Content on Passenger Vehicles, SAE 2005 Noise and Vibration Conference and Exhibition Traverse City, Michigan, SAE Technical Paper Series, 2005-01-2522
- [15] M. R. Kruntcheva, Acoustic-Structural Coupling of the Automobile Passenger Compartment, Proceedings of the World Congress on Engineering, 2007
- [16] 榎本俊夫, 自動車室内の音環境と今後の方向性, 騒音制御, 36-5, pp. 329-334, 2012
- [17] B. K. Yoo, K. J. Chang, Road Noise Reduction Using a Source Decomposition and Noise Path Analysis, SAE 2005 Noise and Vibration Conference and Exhibition Traverse City, Michigan, SAE Technical Paper Series, 2005-01-2502

- [18] C. Gagliano, A. Martin, J. Cox, K. Clavin, F. Gerard, K. Michiels, A Hybrid Full Vehicle Model for Structure Borne Road Noise Prediction, SAE 2005 Noise and Vibration Conference and Exhibition Traverse City, Michigan, SAE Technical Paper Series, 2005-01-2467
- [19] I. Kido, S. Ueyama, Coupled Vibration Analysis of Tire and Wheel for Road Noise Improvement, SAE 2005 Noise and Vibration Conference and Exhibition Traverse City, Michigan, SAE Technical Paper Series, 2005-01-2525
- [20] 山内裕司, 鎌田慶宣, 柴田崇, 菅原俊彦, ロードノイズ予測技術, 三菱自動車テクニカルレビュー, 17, pp. 30-34, 2005
- [21] J. Durand, L. Gagliardini, C. Soize, Nonparametric Modeling of the Variability of Vehicle Vibroacoustic Behavior, SAE 2005 Noise and Vibration Conference and Exhibition Traverse City, Michigan, SAE Technical Paper Series, 2005-01-2385
- [22] Y. Kimura, T. Imamura, Wheel with a damper for an automobile and a method for manufacturing the same, US patent 6439282
- [23] P. A. Nelson, S. J. Elliott: Active Control of Sound, Academic Press, 1992
- [24] 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
- [25] C. R. Fuller, S. J. Elliott, P. A. Nelson: Active Control of Vibration, Academic Press, 1997
- [26] 飯國洋二, 適応信号処理アルゴリズム, 培風館, 2000
- [27] S. Adachi, M. Ogawa, A. Takahashi, H. Sano, Feedback Active Noise Control System Based on H_∞ Control, Acoustical Science and Technology, 22-6, pp. 437-438, 2001

- [28] R. S. Sanchez Pena, M. A. Cuguelero, A. Masip, J. Quevedo, V. Puig, Robust identification and feedback design: An active noise control case study, *Control Engineering Practice*, 16, pp. 1265-1274, 2008
- [29] J. Y. Lin, H. Y. Sheu, S. C. Chao, LQG/GA design of active noise controllers for a collocated acoustic duct system, *Journal of Sound and Vibration*, 228-3, pp. 629-650, 1999
- [30] 長松昭男, モード解析入門, コロナ社, 1993
- [31] P. R. Fraanje, M. Verhaegen, N. J. Doelman, Blockwise Subspace Identification for Active Noise Control, *Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control Sydney*, Australia, pp. 2397-2402, 2000
- [32] W. Dehandschutter, P. Sas, G. L. Banfo, Active control of rolling noise in a passenger car through structural and acoustic control, *ISMA21 - Noise and Vibration Engineering*, pp. 401-412, 1996
- [33] 貝塚勉, 田中信雄, 閉空間場における Clustered Active Noise Control, *日本機械学会論文集 (C編)*, 72-715, pp. 743-750, 2006
- [34] C. M. A. Vasques, J. D. Dodrigues, Active vibration control of smart piezoelectric beams: Comparison of classical and optimal feedback control strategies, *Computers and Structures*, 84, pp. 1402-1414, 2006
- [35] J. Holterman, T. J. A. de Vries, Active Damping Based on Decoupled Collocated Control, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 10-2, pp. 135-145, 2005
- [36] P. H. Shah, M. C. Ray, Active Structural-Acoustic Control of Laminated Composite Truncated Conical Shells Using Smart Damping Treatment, *Journal of Vibration and Acoustics*, 135-2, 021001, 2013

- [37] 岩本宏之, 田中信雄, 波動フィルタを基調とする柔軟はりのフィードバック型波動制御に関する研究:(基本特性の理論的検証), 日本機械学会論文集(C編), 70-689, pp. 46-53, 2004
- [38] Young-Sup Lee, Comparison of collocation strategies of sensor and actuator for vibration control, *Journal of Mechanical Science and Technology*, 25-1, pp. 61-68, 2011
- [39] K. Ma, J. Melcher, Adaptive Control of Structural Acoustics using Intelligent Structures with Embedded Piezoelectric Patches, *Journal of Vibration Control*, 9, pp. 1285-1302, 2003
- [40] C. R. Fuller, C. H. Hansen, S. D. Snyder, Experiments on active control of sound radiation from a panel using a piezoceramic actuator, *Journal of Sound and Vibration*, 150-2, pp. 179-190, 1991
- [41] Yu, Zhu, Rajamani, Stelson, Acoustic transmission control using active panels: An experimental study of its limitations and possibilities, *Smart Material and Structures*, 16-6, pp. 2006-2014, 2007
- [42] G. Caruso, S. Galeani, L. Menini, Active vibration control of an elastic plate using multiple piezoelectric sensors and actuators, *Simulation Modelling Practice and Theory*, 11, pp. 403-419, 2003
- [43] M. Arafa, A. Baz, On the Nonlinear Behavior of Piezoelectric Actuators, *Journal of Vibration and Control*, 10, pp. 387-398, 2004
- [44] C. R. Fuller, C. A. Rogers, H. H. Robertshaw, Control of sound radiation with active/adaptive structures, *Journal of Sound and Vibration*, 157-1, pp. 19-39, 1992

- [45] J. S. Vipperman, R. L. Clark, Multivariable feedback active structural acoustic control using adaptive piezoelectric sensor/actuators, *Journal of Acoustic Society America*, 105-1, pp.219-225, 1999
- [46] G. Pinte, S. Devos, B. Stallaert, W. Symens, J. Swevers, P. Sas, A Piezo-based bearing for the active structural acoustic control of rotating machinery, *Journal of Sound and Vibration*, 329, pp. 1235-1253, 2010
- [47] R. L. Clark, C. R. Fuller, Optimal placement of piezoelectric actuators and polyvinylidene fluoride error sensors in active structural acoustic control approaches, *The Journal of the Acoustical Society of America*, 92-3, pp. 1521-1533, 1992
- [48] W. Elwali, M. Li, and Teik C. Lim, Numerical analysis of active structural acoustic control in an enclosed cavity, *Noise Control Engineering Journal*, 64-4, pp. 459-468, 2016
- [49] 中路義晴, 木下明生, 車室内音場特性に着目したこもり音アクティブ制御技術の研究, *日本機械学会論文集. C編* 59-565, pp. 2726-2732, 1993
- [50] 中路義晴, 自動車騒音のアクティブ制御, *システム・制御・情報*, 38-8, pp. 448-450, 1994
- [51] 井上敏郎, 佐野久, 松岡英樹, 気筒休止エンジンの振動騒音対策として適用したアクティブコントロール技術(音響信号および音声処理エンハンスメント), *電子情報通信学会技術報告, EA*, 応用音響, 106-20, pp. 37-42, 2006
- [52] 井上敏郎, 自動車への標準適用を実現した車室内音のアクティブ制御技術, *騒音制御*, 34-5, pp. 336-341, 2010

- [53] 佐野久, 足立修一, 粕谷英樹, 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), 61-581, pp. 78-84, 1995
- [54] R. B. Mingsian, H Chen, Active cancellation of noise in a car cabin using the zero spillover controller, *Journal of Sound and Vibration*, 235-5, pp. 787-800, 2000
- [55] 佐野久, 吉田由香, 山王堂徹, 足立修一, 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), 64-622, pp. 1970-1976, 1998
- [56] S. Berthilsson, A. Barkefors, M. Stemad, MIMO Design of Active Noise Controllers for Car Interiors: Extending the Silenced Region at Higher Frequencies, *American Control Conference*, pp. 6140-6147, 2012
- [57] 池谷崇, 小嶋純, 服部永雄, 山崎芳男, 平川竜二, 自動車排気音のアクティブ騒音制御 –開ループ制御と閉ループ制御の併用–, *日本音響学会研究発表会講演論文集* 1998(2), pp. 629-630, 1998
- [58] C. K. Song, J. K. Hwang, J. M. Lee, J. K. Hedrick, Active Vibration Control for Structural-Acoustic coupling System of a 3-D Vehicle Cabin Model, *Journal of Sound and Vibration*, 267, pp. 851-865, 2003
- [59] M. Misol, S. Algermissen, H.P. Monner, Experimental investigation of different active noise control concepts applied to a passenger car equipped with an active windshield, *Journal of Sound and Vibration*, 331, pp. 2209-2219, 2012
- [60] W. Belgacem, A. Berry, P. Masson, Active vibration control on a quarter-car for cancellation of road noise disturbance, *Journal of Sound and Vibration*, 331, pp. 3240-3254, 2012

- [61] W. Dehandschutter, P. Sas, Active Control of Structure-Borne Road Noise Using Vibration Actuators, *Journal of Vibration and Acoustics*, 120, pp. 517-523, 1998
- [62] A. S. Dhaliwal, G. G. Parker, J. R. Blough, Active Structural Acoustic Control of Road Noise in a Passenger Vehicle, *Int. J. Vehicle Autonomous Systems*, 2-3/4, pp. 168-188, 2004
- [63] O. Heintze, M. Rose, Active structural acoustic control for a truck oil pan: Actuator placement and efficiency estimation, *Noise Control Engineering Journal*, 58-3, pp. 292-301, 2010
- [64] 山本克也, 田川直人, 水野耕, 車内騒音低減のためのアクティブノイズコントロールシステム (特集 浮上式鉄道技術), *鉄道総研報告*, 19-6, pp. 45-48, 2005
- [65] 山本克也, 田中信雄, 朝比奈峰之, 鉄道車両の内装透過音制御システムの開発 (第2報, 遮音版配列型騒音制御システムの提案), *日本機械学会論文集 (C編)*, 75-752, pp. 890-897, 2009
- [66] 遠藤満, 八百板晃, 岩野耕治, 永田大知, アクティブ騒音制御による鉄道車輪/レール系騒音の低減, *Dynamics & Design Conference 2008*, pp. "624-1" - "624-6", 2008
- [67] D. G. MacMartin, Collocated structural control for reduction of aircraft cabin noise, *Journal of Sound and Vibration*, 190-1, pp. 105-119, 1996
- [68] D. Palumbo, R. Cabell, Optimizing Sensor and Actuator Arrays for ASAC Noise Control, *SAE General Aviation Technology Conference and Exposition Wichita, Kansas*, SAE technical paper series, 2000-01-1707
- [69] K. Kobayashi, N. Tanaka, Minimization of Acoustic Potential Energy in Enclosure Using Both Active Noise Control and Active Vibration Control, *JSME International Journal Series C*, 47-4, pp. 1133-1139, 2004

- [70] 貝塚勉, 田中信雄, 直方体形閉空間場における Clustered Active Structural Acoustic Control, 日本機械学会論文集 (C 編), 72-716, pp. 1122-1129, 2006
- [71] J. Hong, D. S. Bernstein, Bode Integral Constraints, Colocation, and Spillover in Active Noise and Vibration Control, IEEE Transactions on Control, Systems Technology, 6-1, pp. 111-120, 1998
- [72] J. Doyle, B. Francis, A. Tannenbaum, フィードバック制御の理論—ロバスト制御の基礎理論, コロナ社, 1996
- [73] D. Halim, L. Cheng, Z. Su, Virtual sensors for active noise control in acoustic-structural coupled enclosures using structural sensing: Part II - Optimization of structural sensor placement, The Journal of the Acoustical Society of America, 129-4, pp. 1991-2004, 2011
- [74] H. J. Gawron, K. Schaaf, Interior Car Noise: Active Cancellation of Harmonics Using Virtual Microphones, 2nd International Conference on Vehicle Comfort, Italy, pp. 739-748, 1992
- [75] C. D. Petersen, R. Fraanje, B. S. Cazzolato, A. C. Zander, C. H. Hansen, A Kalman filter approach to virtual sensing for active noise control, Mechanical Systems and Signal Processing, 22, pp. 490-508, 2008
- [76] L. Ljung, System Identification: Theory for the User (2nd Edition), Prentice Hall, 1999
- [77] 枇々木規雄, 田辺隆人, ポートフォリオ最適化と数理計画法, 朝倉書店, 2005
- [78] 細江繁幸, 荒木光彦, 制御系設計— H_∞ 制御とその応用—, 朝倉書店, 1994
- [79] 前田肇, 杉江俊治, アドバンスト制御のためのシステム制御理論, 朝倉書店, 1990

- [80] N. Tsujiuchi, T. Koizumi, A. Oshibuchi, I. Shima, Rolling Tire Vibration Caused by Road Roughness, SAE Technical Paper Series, 2005-01-2524
- [81] 武藤眞介, 統計解析ハンドブック, 朝倉書店, 1995
- [82] 金井浩, 音・振動のスペクトル解析, コロナ社, 1999
- [83] R. F. Barron, Industrial Noise Control and Acoustics, CRC Press, 2002
- [84] 長松昭男, 音・振動のモード解析と制御, コロナ社, 1996
- [85] 足立修一, MATLABによる制御のためのシステム同定, 東京電機大学出版局, 1996
- [86] 須田信英, 線形システム理論, 朝倉書店, 1993
- [87] 中野道雄, 美多勉, 制御基礎理論 [古典から現代まで], 昭晃堂, 1982
- [88] 木村英紀, 藤井隆雄, 森武宏, ロバスト制御, コロナ社, 1994
- [89] 金井喜美雄, 越智徳昌, 川邊武俊, ビークル制御—航空機と自動車—, 槇書店, 2004
- [90] 川邊武俊, 金井喜美雄, 制御工学 (電気電子工学シリーズ), 朝倉書店, 2012
- [91] 劉康志, 線形ロバスト制御, コロナ社, 2002
- [92] 大野進一, 山崎徹, 機械音響工学, 森北出版, 2010
- [93] 計測自動制御学会, 自動制御ハンドブック (基礎編), オーム社, 1983
- [94] D. McFarlane, K. Glover, A Loop Shaping Design Procedure Using H_∞ Synthesis, IEEE Transactions on Automatic Control, 37-6, pp. 759-769, 1992
- [95] 騒音振動解析システム PAK システム, <http://www.toyo.co.jp/mecha/products/detail/bbm-mk2.html>

- [96] The MathWorks Inc, Matlab version 7.2 (R2006a), version 8.1 (R2013a) ,
<http://www.mathworks.com>
- [97] SDTools, Structural Dynamics Toolbox & FEMLink User's Guide, 2016,
<http://www.sdtools.com/help/sdt.pdf>
- [98] 野波健蔵, 西村秀和, 平田光男, MATLABによる制御系設計, 東京電機大学出版
局, 1998
- [99] 大日方五郎, ブライアン・アンダーソン, 制御システム設計—コントローラの低次
元化—, 朝倉書店, 1999
- [100] 美多勉, 原辰次, 近藤良, 基礎ディジタル制御, コロナ社, 1988
- [101] dSPACE GmbH, <http://www.dspace.de>
- [102] 山本裕, 原辰次, 藤岡久也, ビデオライブラリー, サンプル値制御理論とその応用,
システム制御情報学会, 2001
- [103] H. M. Gerhard, The Perfectly Silent Car - an Engineering Goal?, Human Factors
in Automotive Design, SAE technical paper series, 2001-01-0048
- [104] J. Scheuren, U. Widmann, J. Winkler, Active Noise Control and Sound Quality
Design in Motor Vehicles, Proceedings of the 1999 Noise and Vibration Conference,
SAE technical paper series, 1999-01-1846
- [105] 加川幸雄, 戸井武司, 安藤英一, 堤一男, 快音のための騒音・振動制御, 丸善出版,
2012

付 録 A

公聴会発表資料

参考のため，公聴会発表資料を貼付する。

**音響場と構造場とが強連成する
自動車車室内ロードノイズの
アクティブ構造騒音制御**

高松吉郎

九州大学大学院 統合新領域学府
オートモーティブサイエンス専攻 博士後期課程3年
(川邊研究室)

2017.2.16

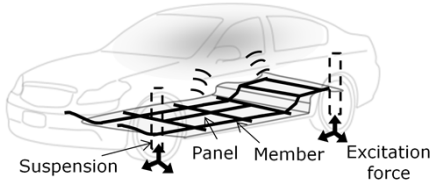
内容

- 研究の背景と目的
- 従来研究
- ASACシステムコンセプト提案と制御システム設計法
- 台上・走行実験による提案手法の検証
- まとめと今後の課題

研究の背景と目的

- **社会的背景**
 静粛性に対するユーザーニーズの増加
 ↓
 ・エンジン音静粛化
 ・電気自動車, ハイブリッド車, 燃料電池車
 車室内ロードノイズ※低減の重要性が増加 ----->
- **現状**
 吸音材や制振材をつけて対策
- **問題点**
 ・重量増 ➡ コスト増, 燃費の悪化
 ・低周波 (~200Hz) の低減が困難
- **研究の目的**

音響場と構造場が強連成したロードノイズを広い周波数帯域にわたって,
 広い空間で, アクティブ制御により低減する

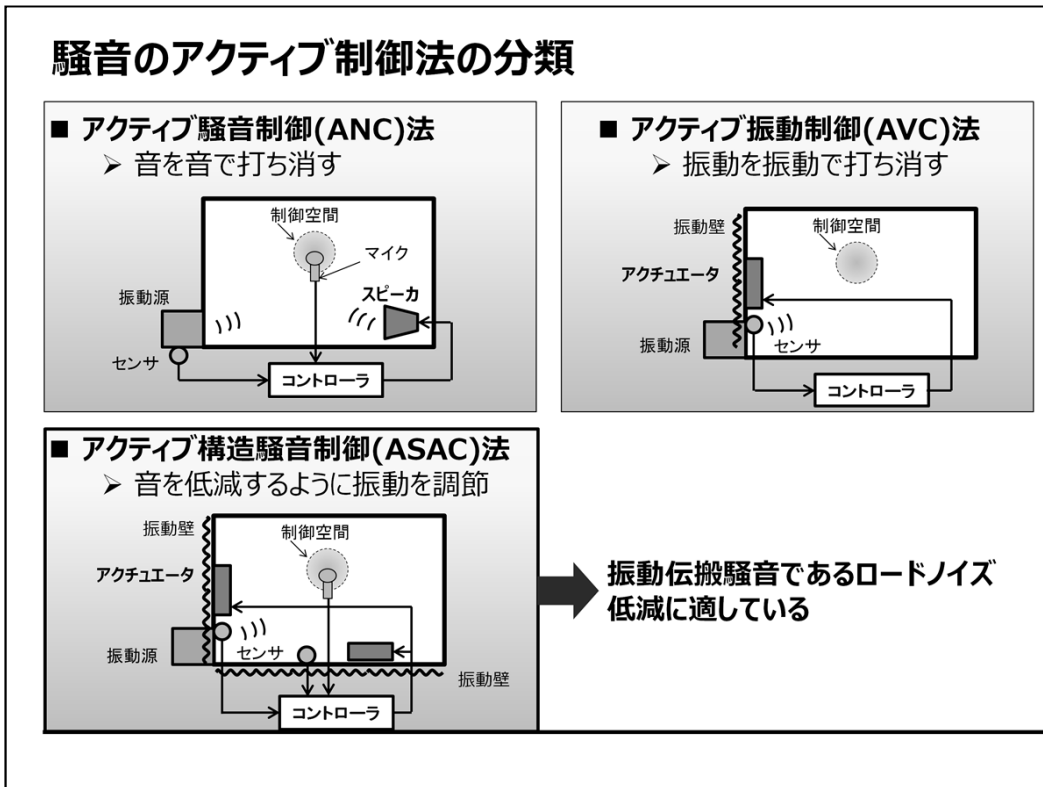


Suspension Panel Member Excitation force

※ **ロードノイズ**

定義... 走行時に路面の凹凸から発生する80~400Hz騒音

特徴... {
 ・振動伝播音が主
 ・ランダム騒音
 ・広い周波数帯域



ASAC法によるロードノイズ低減の先行研究

■ (例)Dehandschutter et.al.

- > 適応フィルタにより制御
- > センサ：タイヤハブに設置
- > 慣性アクチュエータ：
車室フロアに設置

■ 課題

- > 適応フィルタの収束性が低い
- > 制御周波数の整形が困難
- > プッシュなどの非線形要素が存在
- > アクチュエータの配置自由度が低い

加速度センサと慣性駆動アクチュエータ

Figure 1. ASAC system.

適応フィルタ

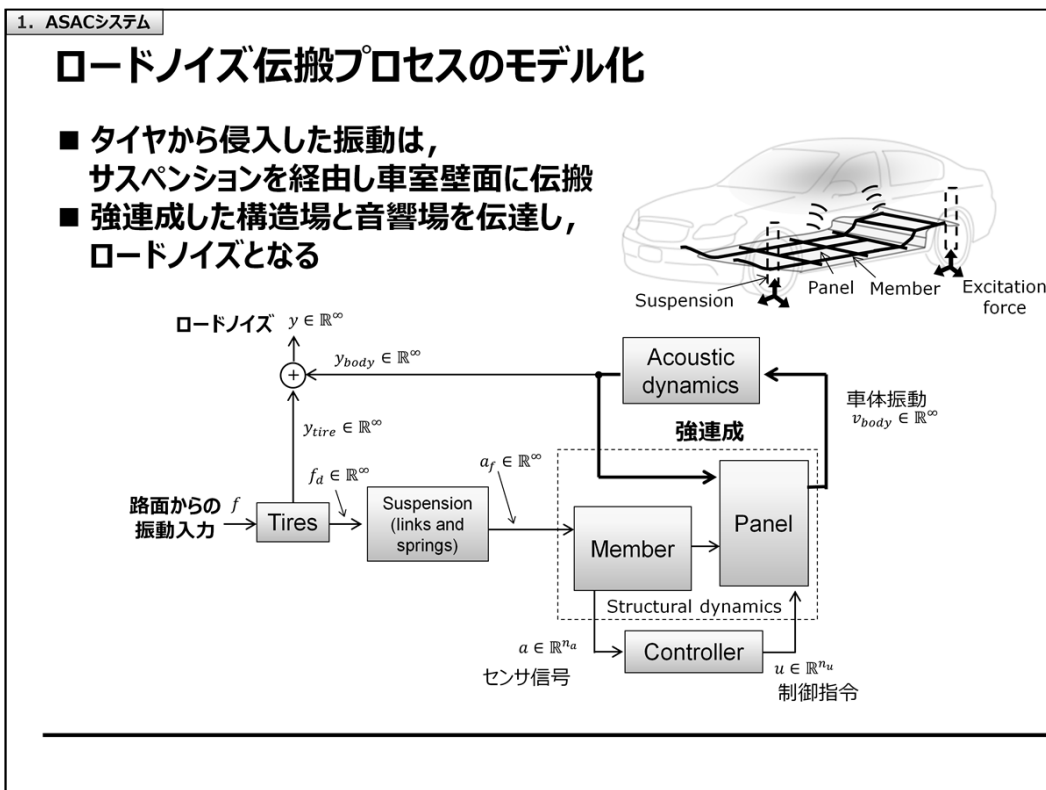
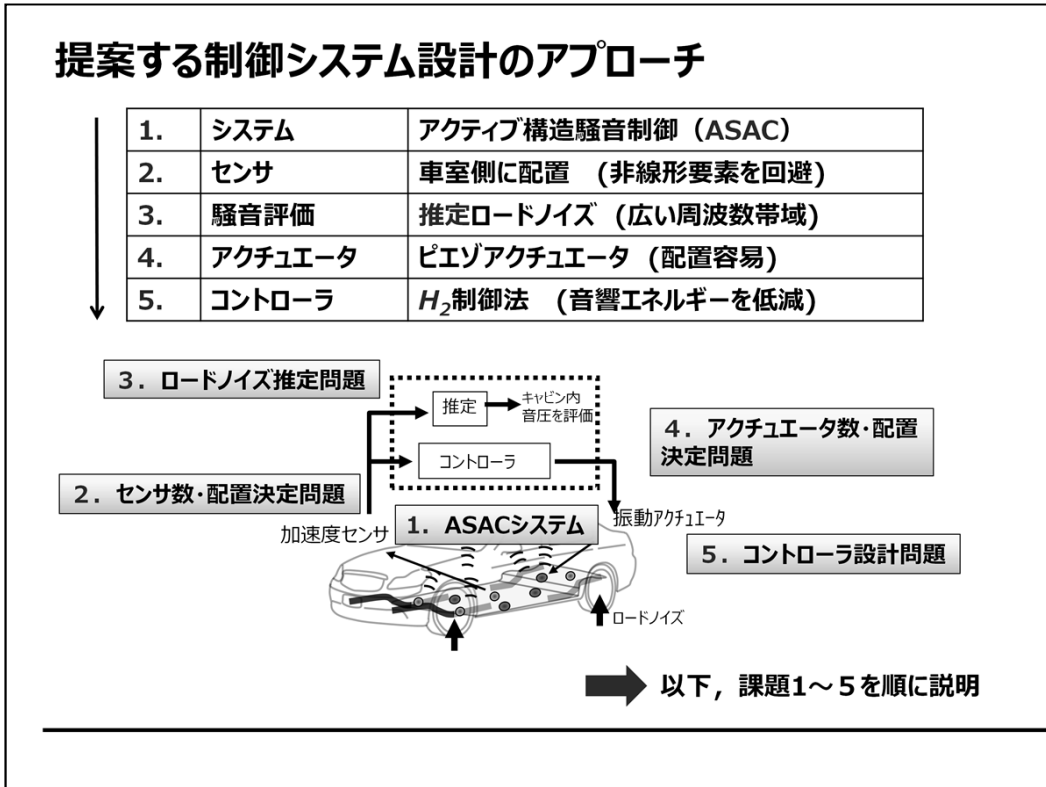
Figure 3. Feedforward control algorithm.

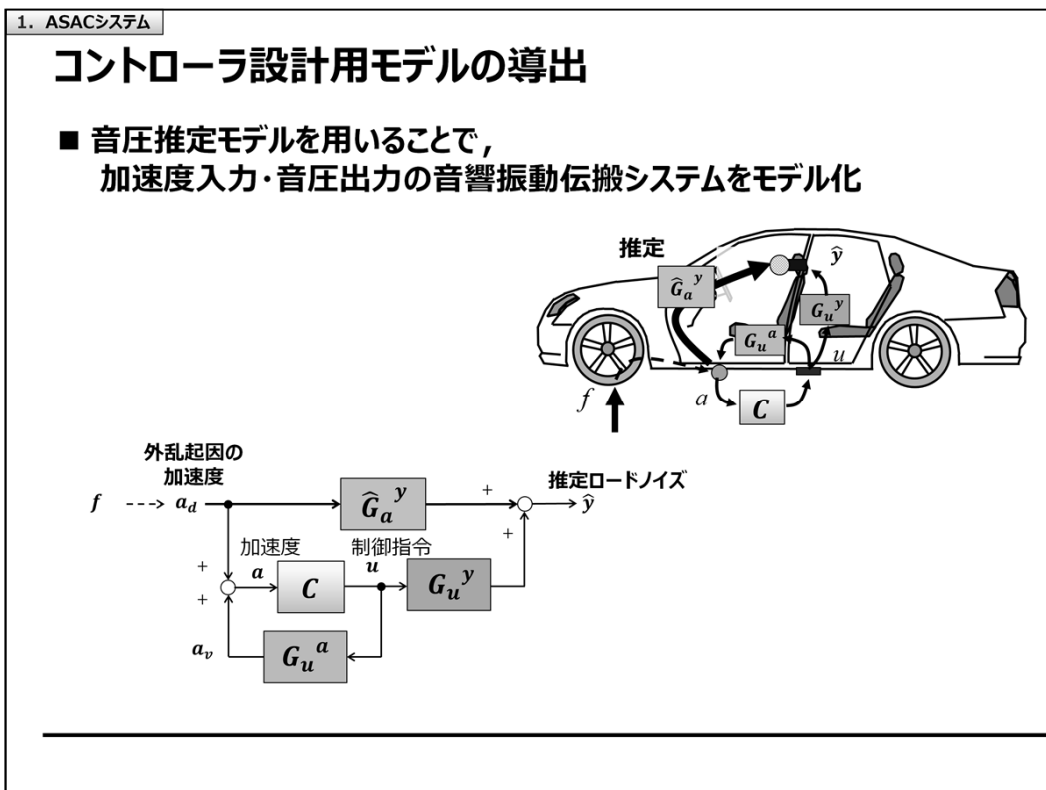
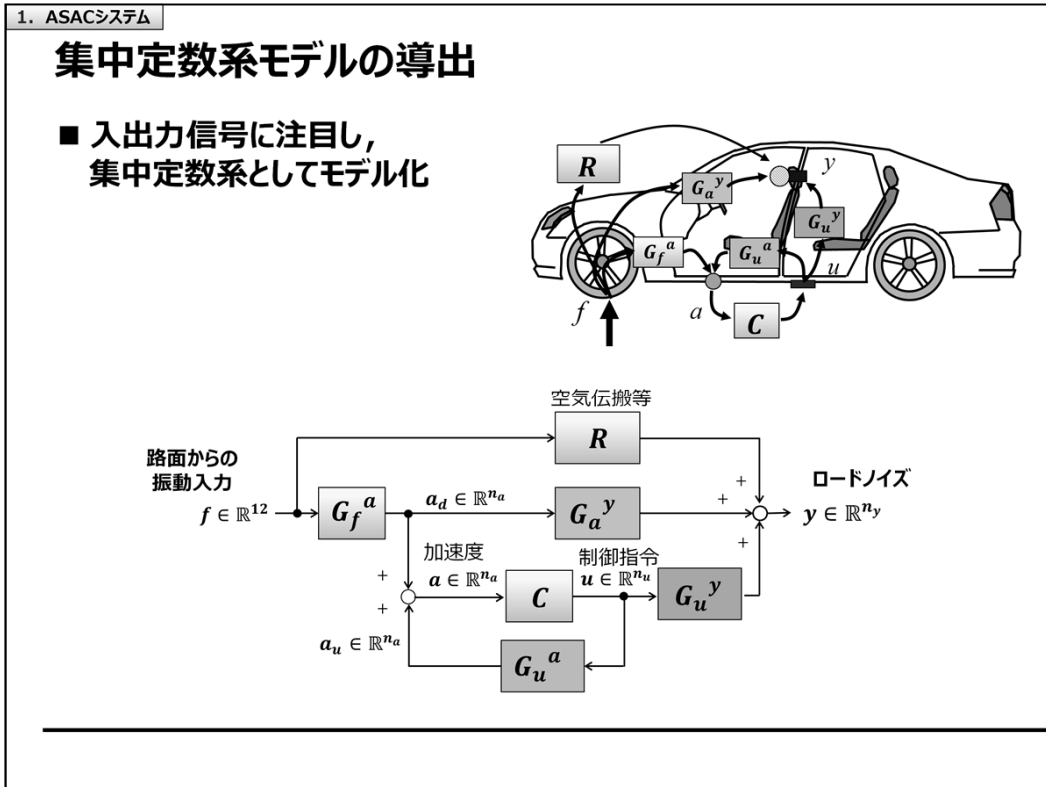
騒音低減効果

Production type 75 at 100 Hz: 10.17 dB
 Production type 60 at 300 Hz: 5.242 dB

W. Dehandschutter, P. Sas, G. L. Banfo, Active control of rolling noise in a passenger car through structural and acoustic control, ISMA21 - Noise and Vibration Engineering, pp. 401-412, 1996

W. Dehandschutter, P. Sas, Active Control of Structure-Borne Road Noise Using Vibration Actuators, Journal of Vibration and Acoustics, 120, pp. 517-523, 1998





伝達関数 \hat{G}_a^y , G_u^a , G_u^y のモデル化指針

■ 制御対象と補償器の同時設計は不可能 (混合整数計画問題)
 ➔ 以下の要素を考慮して伝達関数をモデル化

加速度センサの配置の候補は無数に存在
 ➔ ロードノイズ源振動をリッチに計測したい!

加速度センサ間に相関関係が存在.
 加速度センサの寄与は周波数ごとに異なる
 ➔ 過同定でない推定モデルがほしい!

アクチュエータ配置の候補は無数に存在
 加速度センサに制御振動が伝搬
 ➔ 補償器を設計しやすい場所にアクチュエータを配置したい!

2. センサ数・配置決定問題

センサ数・配置決定法

■ 手順

1. 車体にセンサ・マイクを配置し, 走行実験データを取得
2. オーバーオール理想制御効果((1)式)を計算
3. オーバーオール理想制御効果((1)式)が要求仕様を満たす数・配置のセンサを選択

↙ 複数の加速度信号と騒音信号との間の類似度

マルチプルコヒーレンスに基づく理想制御効果

・各周波数での理想制御効果

$$\Delta y(\omega) = 10 \log_{10} (1 - \gamma_q(\omega)^2)$$

周波数 ω での制御効果 マルチプルコヒーレンス

・マルチプルコヒーレンス

$$\gamma_q(\omega)^2 = \frac{P_{a_v}^H(\omega) P_{aa}^{-1}(\omega) P_{a_v}(\omega)}{P_{y_q y_q}(\omega)}$$

・マルチプルコヒーレンスに基づくオーバーオール理想制御効果

$$O.A. \Delta y = 10 \log \left\{ \int_{\omega_1}^{\omega_2} W_A(\omega) (1 - \gamma_q(\omega)^2) d\omega \right\} \quad \dots(1)$$

3. ロードノイズ推定問題

ロードノイズ推定モデル同定の難しさ

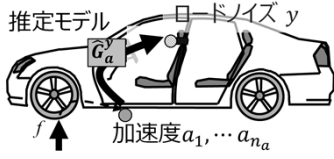
■ 一般的な線形回帰モデル同定

- 推定モデル: $\hat{G}_a^y = [g_1, \dots, g_{n_a}]$
 where $y(t) = a_1(t)g_1 + a_2(t)g_2 + \dots + a_{n_a}(t)g_{n_a} + w(t)$
- N個のデータを計測し, マトリックスに束ねる
 $Y(t) = A(t)\hat{G}_a^y + W(t) \dots (1)$
- 最小二乗法により \hat{G}_a^y を求める.
 $\hat{G}_a^y = A(t)^+ Y'(t) \dots (2)$
擬似逆行列

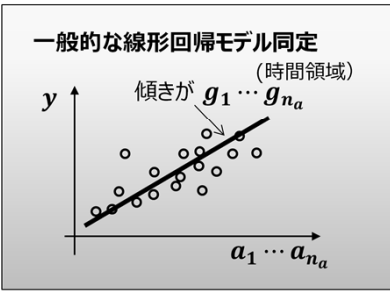
■ 課題

- 加速度信号間に相関関係が存在
- 相関関係は周波数ごとに異なる
- 周波数ごとに支配的な加速度信号が異なる

➡ 過同定



推定モデル
ロードノイズ y
加速度 a_1, \dots, a_{n_a}



一般的な線形回帰モデル同定 (時間領域)
傾きが $g_1 \dots g_{n_a}$

3. ロードノイズ推定問題

ロードノイズ推定モデル同定法の提案

■ 提案手法の特徴

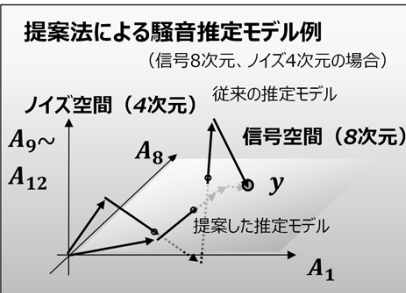
- 周波数領域でモデルを同定
- 主成分分析により, 相関をもった加速度信号から主成分を抽出

■ 提案するロードノイズ同定法

- N個のデータをフーリエ変換し, マトリックスに束ねる
 $Y(j\omega) = A(j\omega)\hat{G}_a^y(j\omega) + W(j\omega) \dots (1)'$
- 行列Aを特異値分解

$$A(j\omega) = [U_1(j\omega) \quad U_2(j\omega)] \begin{bmatrix} \Sigma_1(j\omega) & 0 \\ 0 & \Sigma_2(j\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1(j\omega)^H \\ V_2(j\omega)^H \end{bmatrix}$$
- 主成分 Σ_1 のみを残し, Σ_2 を削除
 $A'(j\omega) = U_1(j\omega)\Sigma_1(j\omega)V_1(j\omega)$
- 最小二乗法 (擬似逆行列を乗算) により, $\hat{G}_a^y(j\omega)$ を求める.
 $\hat{G}_a^y(j\omega) = (U_1(j\omega)\Sigma_1(j\omega)V_1(j\omega))^+ Y(j\omega)$

提案法による騒音推定モデル例
(信号8次元, ノイズ4次元の場合)



従来モデル
信号空間 (8次元)
ノイズ空間 (4次元)

提案した推定モデル

4. アクチュエータ数・配置決定問題

アクチュエータ配置の選定方法

- アクチュエータを貼り付けずに配置を決定したい
 - ➡ 周波数特性 $G_u^y(j\omega)$, $G_u^a(j\omega)$, $\hat{G}_a^y(j\omega)$ のみを使用して探索
 - 車体ハンマリングで取得
- 最適アクチュエータ配置の条件
 1. 伝達関数 G_u^y のゲインが十分大きい ➡ 十分な制御音を発生できる

$$|y_R(\omega)|_2 \leq \sum_{i=1}^{n_u} |G_{u_i}^y(j\omega) u_{sat}(\omega)|_2, \quad \forall \omega$$
 2. 伝達関数 G_u^y の条件数が所定値より小さい ➡ 複数の点を制御できる自由度がある

$$\kappa(\omega) < \kappa_{th}(\omega), \quad \forall \omega$$

条件数

$$G_u^y(j\omega) = \begin{bmatrix} G_{u_1}^{y_1}(j\omega) & \dots & G_{u_{n_u}}^{y_1}(j\omega) \\ \vdots & & \vdots \\ G_{u_1}^{y_{n_y}}(j\omega) & \dots & G_{u_{n_u}}^{y_{n_y}}(j\omega) \end{bmatrix}$$

の最大最小特異値を $\sigma_{max}(\omega), \sigma_{min}(\omega)$ とすると、
 の条件数は、 $\kappa(\omega) = \sigma_{max}(\omega) / \sigma_{min}(\omega)$

4. アクチュエータ数・配置決定問題

アクチュエータ配置の選定方法 (つづき)

- 最適アクチュエータ配置の条件 (つづき)
 3. 周波数特性 G_u^a のゲインが十分小さい ➡ 閉ループの安定性を確保しやすい
 - 検証には、補償器 $C(s)$ の特性が必要

補償器 $C(s)$ を求めずに、安定性を検証

3-1 C のゲインを $C_{FF}(j\omega) = (G_u^y(j\omega))^\dagger \hat{G}_a^y(j\omega)$ で見積もる
フィードフォワードコントローラ特性の近似値

3-2 小ゲイン定理 $\|G_u^a(j\omega) C_{FF}(j\omega)\|_\infty < 1$ で安定性を検証

小ゲイン定理

伝達関数 G_u^a と C とが

$$\|G_u^a C\|_\infty < 1$$

を満たせば、閉ループは安定。

5. コントローラ設計問題

補償器設計の H_2 制御設計法への帰着

- a_d から \hat{y} までの伝達関数を2ノルム（エネルギー）で評価.
- 制御指令 u もコスト関数として評価.

Find C such that

$\rightarrow \min$

2

↓

H_2 制御設計に帰着

5. コントローラ設計問題

H_2 制御設計法による補償器設計

- 重み関数を設計し，補償器を周波数整形.

H_2 制御問題

Find C

Such that

$$\begin{cases} \|G_{w \rightarrow z}\| \rightarrow \min. \\ \text{(すべての入出力ノルムを最小化)} \\ \text{閉ループが安定} \end{cases}$$

➡ 解析的に解ける (MATLABで設計可能)

重み関数

- W_a 人間の聴感特性を模した関数
- W_b 制御帯域外でコントローラゲインを下げる関数
- W_c アクチュエータへの入力電圧を制限する関数
- W_d ロードノイズ源となる振動の特性を模擬した関数

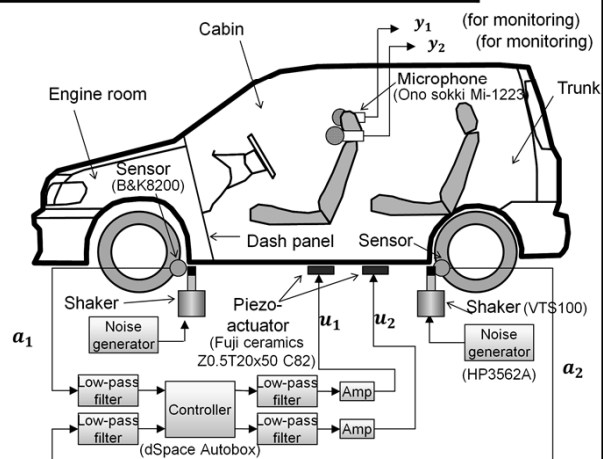
台上・走行実験による提案手法の検証

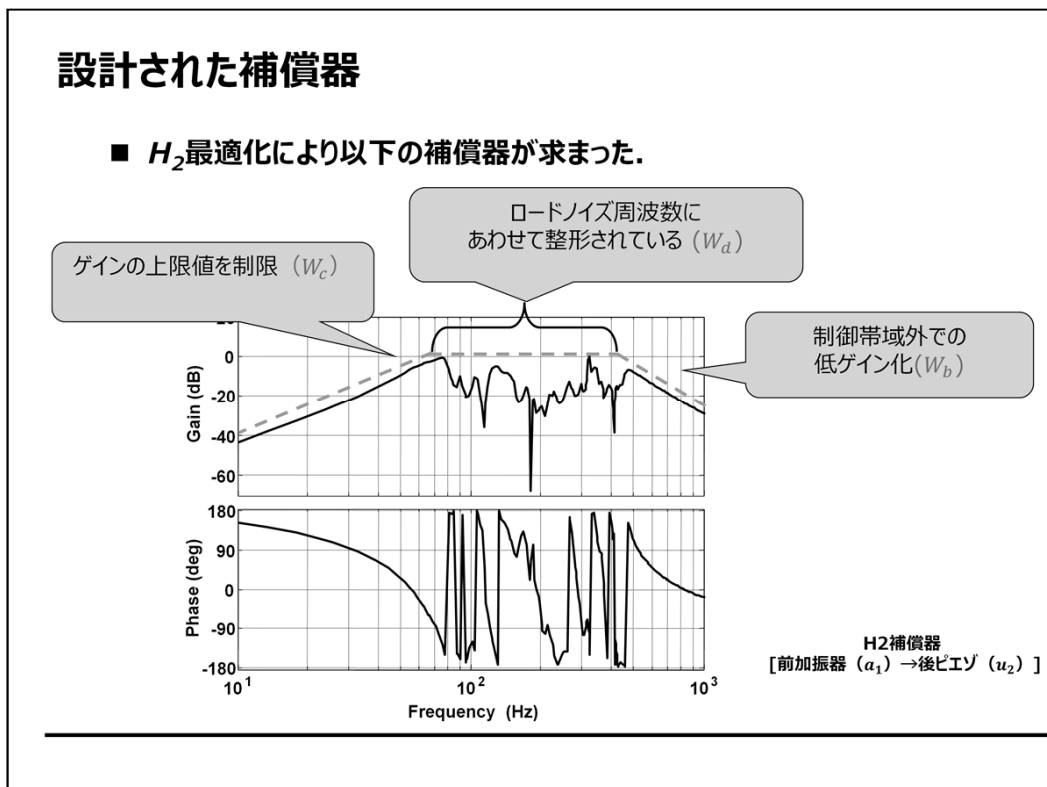
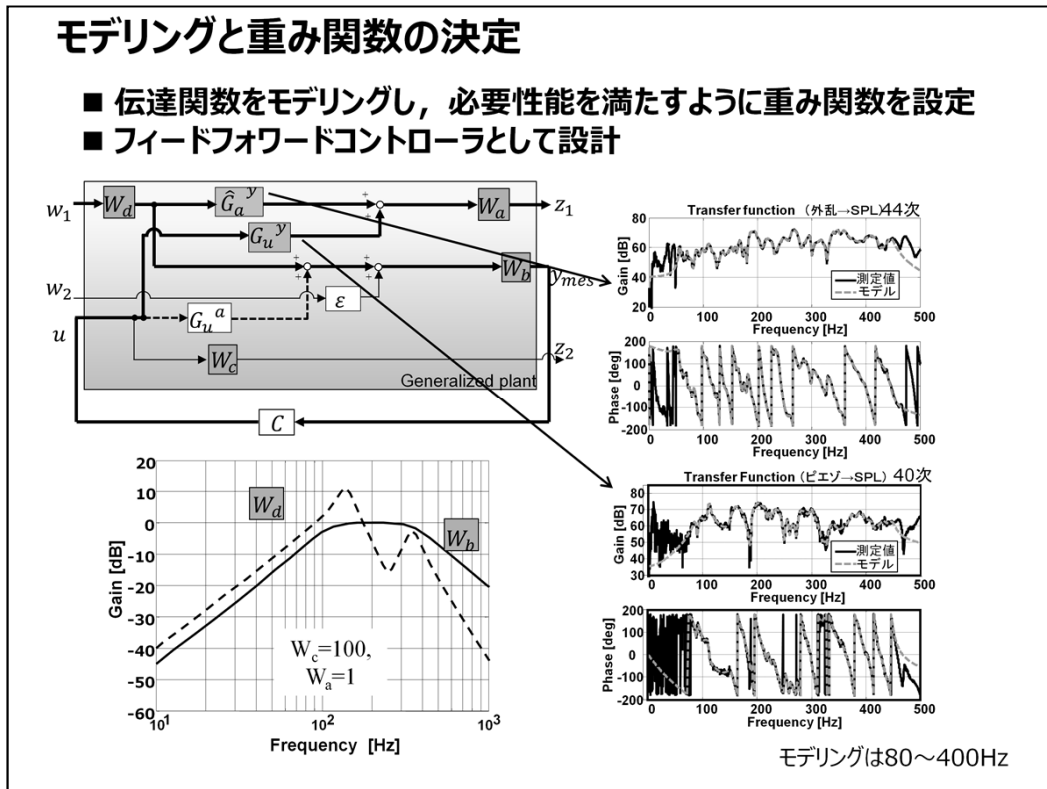
コンセプト検証のための台上制御実験

■ 実験条件

実験室	半無響室
実験車両	コンパクトカー
外乱	2つの加振器, ロードノイズ模擬音入力 (ランダム騒音・振動伝播騒音)
アクチュエータ	2枚のピエゾアクチュエータ

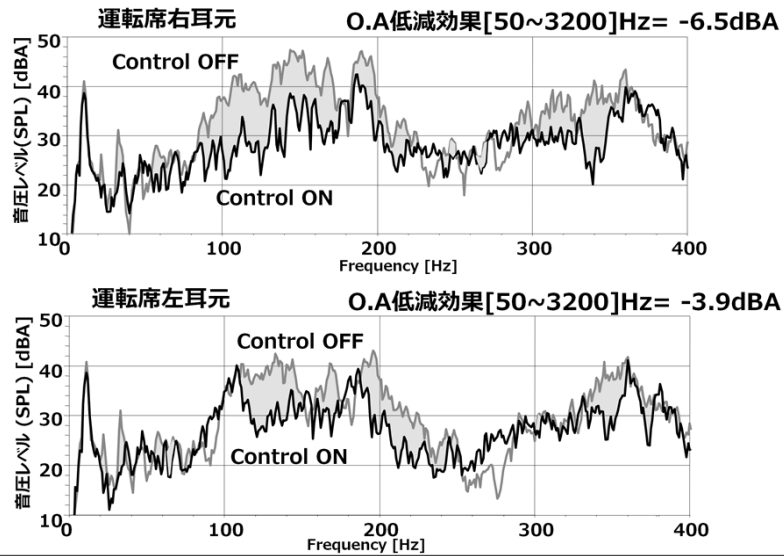
■ 実験車両





制御実験結果

- ロードノイズの周波数帯域において、騒音低減制御効果を得た。



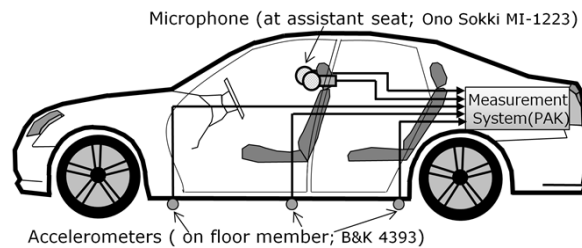
走行実験に向けた準備実験

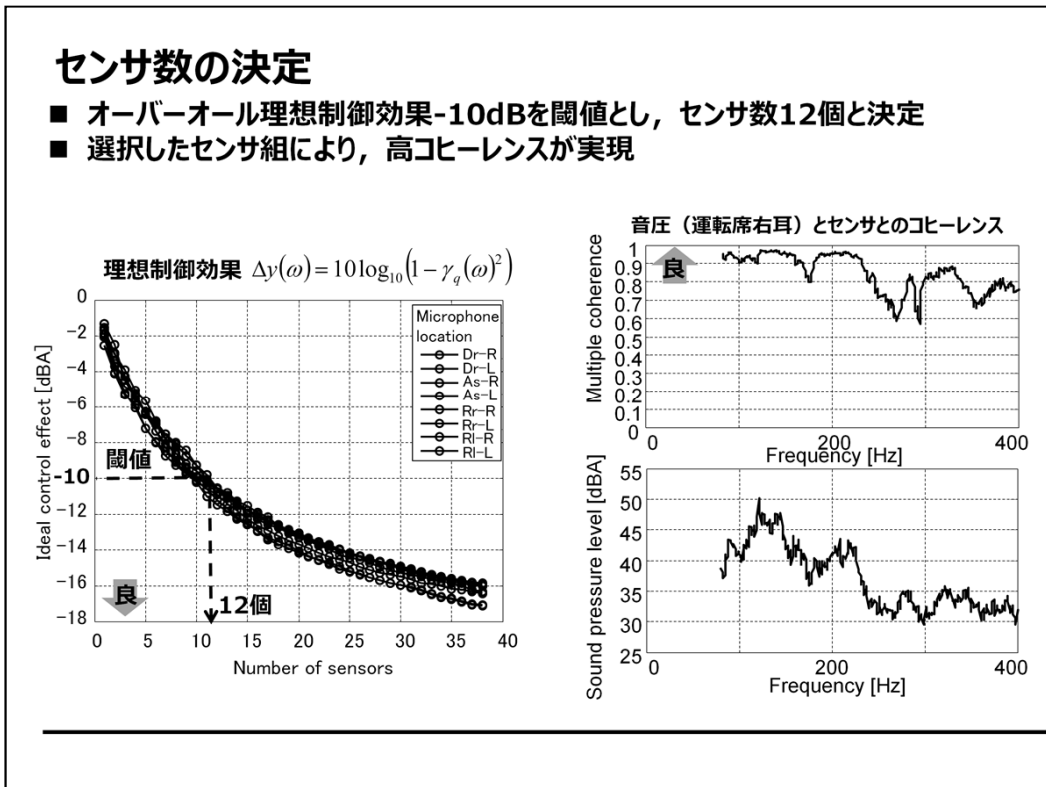
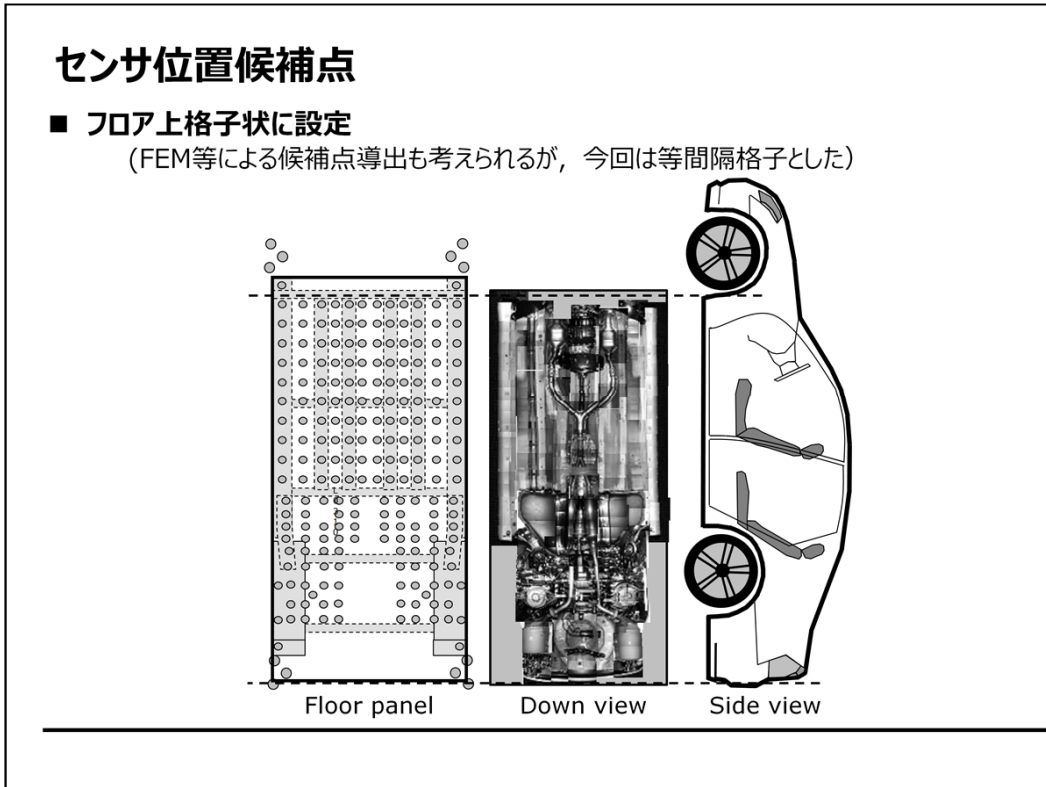
1. センサ配置決定
2. ロードノイズ推定モデル同定
3. アクチュエータ配置決定

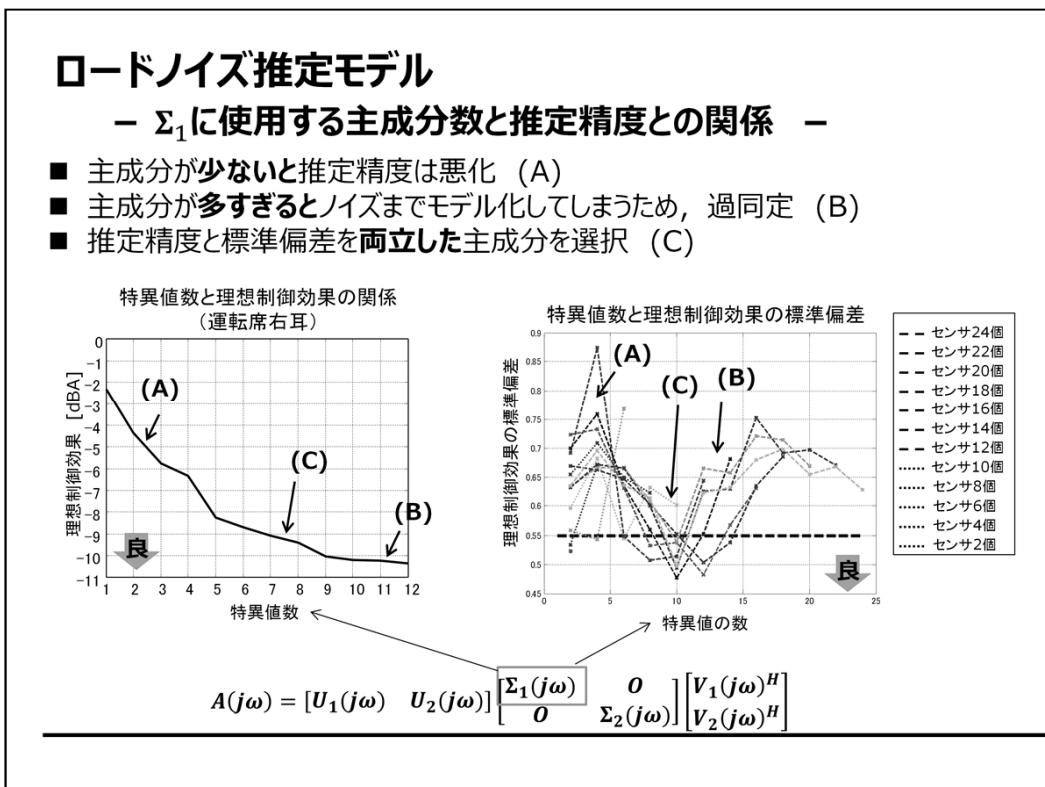
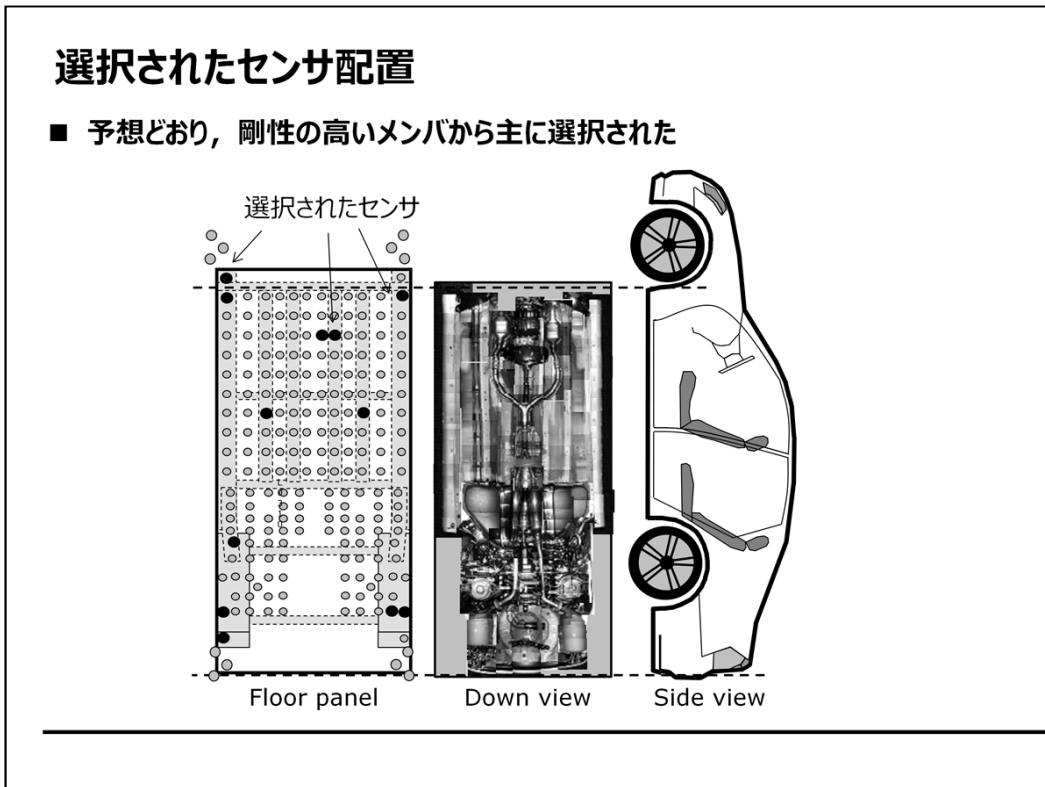
■ 実験条件

走行路面	テストコース内 ロードノイズ評価路 (50km/hで走行)
実験車両	大型セダン
センサ	加速度センサ (車室フロア)
騒音推定対象点	2点 (助手席両耳元位置)

■ 実験車両





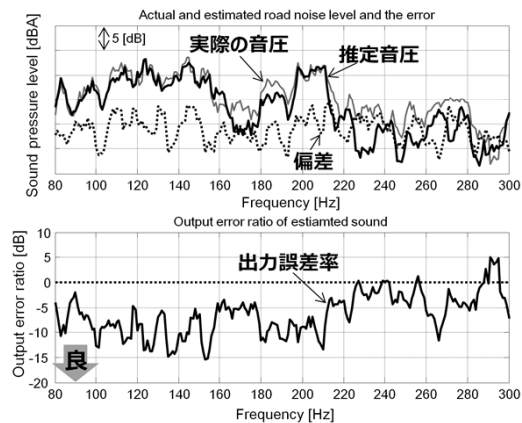


ロードノイズ推定モデルの精度検証

■ 検証手順

1. 推定モデル同定に使用していないデータをモデルに乗算
2. 計測音圧データと推定音圧データとの差をオーバーオール*で評価

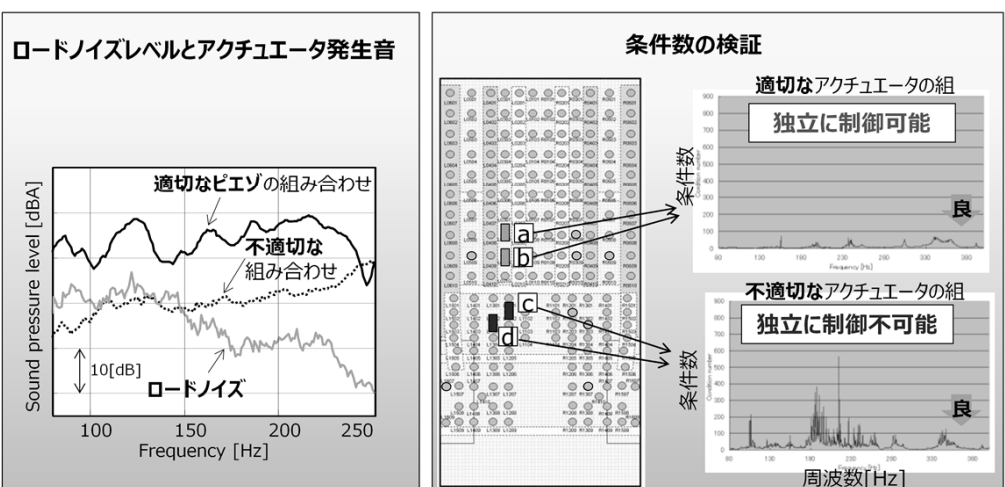
➡ オーバーオール出力誤差は -8.7dB



*80Hzから300Hz

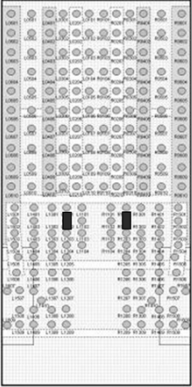
アクチュエータ配置決定 - G_u^y の検証 -

- ハンマリング実験データにより G_u^y ゲイン特性を推定
- 条件数から、近接箇所からの選択を排除




アクチュエータ配置決定 — 最終的な配置 —


■ $\|G_{u}^a C_{FF}\|_{\infty} = 0.38$ であり, 閉ループ系の安定余裕も十分であった



...選択されたアクチュエータ



Actuators on the door panels are fixed inside the car



走行時ロードノイズ低減制御実験

■ 実験条件

走行路面	テストコース内 ロードノイズ評価路 (30km/hで走行)
実験車両	大型セダン
センサ	12個の加速度センサ (フロアメンバ)
アクチュエータ	8枚のピエゾ素子 (フロアパネル4枚, ドアパネル4枚)
制御点	2点 (助手席両耳元位置)

■ 実験車両


ピエゾアクチュエータ (ドアパネル6枚; Fuji ceramics Z0.5T30x80 C-91H)

マイク (助手席; 測定のみ; Ono Sokki Mi-1223)

コントローラユニット (dspace Autobox)

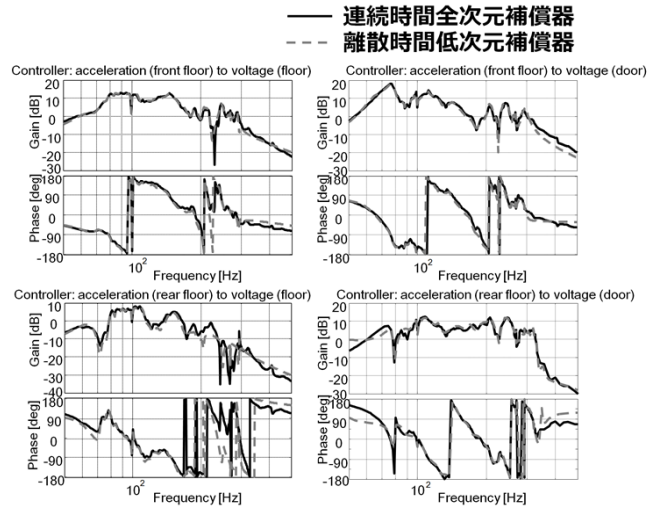
加速度センサ (12個; B&k4393)

ピエゾアクチュエータ (フロアパネル2枚; Fuji ceramics Z0.5T20x50 C-91H)



設計された補償器

- 制御帯域外のゲイン特性が低い所望の補償器が設計された
- デジタル計算機実装のため、844次→96次に低次元化し離散化



走行実験結果

- 走行実験において、ロードノイズ低減制御効果を得た
 (実際に騒音低減を感じる事が出来た)

