YJBK パラメトリゼーションに基づく 完全並列型マルチコントローラシステム† —アクティブキャブサスペンションへの適用の検討—

松尾 芳樹*・坂本 博史**・稲葉 毅*

Completely Parallel Multi-Controller System Based on YJBK-Parametrization —Application to an Active Cab-Suspension System—

Yoshiki MATSUO*, Hiroshi SAKAMOTO** and Takeshi INABA*

A new design scheme of Multi-Controller Systems (MCSs) is proposed based on YJBK-Parametrization of all stabilizing controllers. In the MCS of this scheme, multiple control modes tuned for various specifications are selected by directly switching YJBK-Parameters which are stable, proper and open-loop LTI elements. Thereby the MCS is completely parallel, in the sense that all the controllers are always connected to the input and on stand-by. Also proposed is a method to reduce the transient response after each switching, by using coprime factorization of the controlled object determined by virtual optimal state feedback law. Finally, as an example, application of the proposed scheme to an active-cab-suspension system is examined and the validity of the scheme is verified through simulations.

Key Words: multi-controller, mode switching control, YJBK-parametrization, active cab-suspension

1. はじめに

制御システムの運転条件や外乱の性質が、状況によって大きく変化する場合に、それぞれの状況に合わせて異なるコントローラを用意しておき、それらを切り換えて制御モードを変える手法が有効とされている¹⁾。ここでは、このようなシステムをマルチコントローラシステムと呼ぶ（以下、略称 MCS）。たとえば山口ら^{2),3)}は、動作モードによって望ましい制御特性が異なる磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系を対象に、モード切り換え制御系と呼ぶ一種の MCS を提案し有用性を示している。ところが、従来の MCS ではフィードバックループ内のコントローラを切り換えているため、安定性の確保や切り換え時の過渡応答の抑制に工夫を要する。

安定性については、最近、安定な線形制御系の一般型を与える YJBK パラメトリゼーション⁴⁾を応用することにより、モード切り換え時も状態変数の有界性を確保する方法が検討されている⁵⁾。ただしこれは、すべての制御モードのコント

ローラを一つの状態空間表現でカバーし、その係数の切り換えで実現する state sharing と呼ばれる方式に基づくものである¹⁾。この方式にはコントローラの総次数を節約できる利点があり、MCS の実現方法としてよく用いられている。しかし、異なる制御モードのコントローラが状態変数を共有するため、それぞれのコントローラが独立に常時待機するという MCS 本来の並列性が失われてしまう。また、通常、各制御モード切り換えと同時に適宜コントローラの初期値を再設定する必要がある。

一方、制御モード切り換え時の過渡応答抑制に関しては、従来の手法¹⁾は制御モード切り換え時までの情報に基づいて切り換え後の応答を予測し補償するもので、本質的にフィードフォワード型といえる。したがって、目標値が常時変化する場合や、外乱変動、対象のモデル誤差などに対する効果はあまり望めない。前述の山口らも、切り換え時の磁気ディスク装置ヘッドの位置、速度などの検出値を用いて、コントローラの初期値を再設定する手法²⁾、および予測演算に基づいて付加入力を操作量に加える手法³⁾などを提案している。しかし、これらは外乱や直接検出できない状態量の影響が大きい場合には不向きと思われる。また、制御対象が限定されているので、より適用範囲の広い手法が望まれる。

そこで本論文では、まず、ノミナルモデルが有理伝達関数行列で与えられる線形時不変システムを対象に、YJBK パラ

† 第 40 回自動制御連合講演会で発表 (1997・11)

* 東京工業大学工学部 東京都目黒区大岡山 2-12-1

** (株)日立製作所日立研究所 日立市大みか町 7-1-1

* Faculty of Engineering, Tokyo Institute of Technology, Meguro-ku, Tokyo

** HITACHI Ltd., Hitachi

(Received January 14, 1998)

(Revised June 5, 1998)

Fig. 4 Block diagram of all stabilized 2-dof control systems for $P(s)$.

Fig. 5 Equivalent block diagram of the all stabilized 2-dof control systems.

Fig. 6 Equivalent block diagram of the proposed multi-control system.

度制御系が実現できる．そこで本論文では，Fig. 4 において $K(s)$, $Q(s)$ を切り換える形の MCS を提案する．

Fig. 4 は，Fig. 2, Fig. 3 を用いることによって Fig. 5 と等価であることが示せる．したがって，提案する MCS は Fig. 6 のように等価表現できる．ここで， $K_i(s)$, $Q_j(s)$ ($\in RH_\infty$) は，制御モード (i, j) ($i = 1, \dots, k$, $j = 1, \dots, l$) における制御特性を調整するための自由パラメータである．

各制御モードにおける入出力関係は，Fig. 6 より，

$$\begin{bmatrix} Y(s) \\ U(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_R(s) & N_R(s) \\ -X_R(s) & D_R(s) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} W(s) & 0 \\ -Q_j(s)W(s) & K_i(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D(s) \\ R(s) \end{bmatrix} \quad (4)$$

となる．また，各制御モードの制御則は，Fig. 4 を参照して，次のとおりである：

$$U(s) = Y_L^{-1}(s) Q_j(s) \{N_L(s) U(s) - D_L(s) Y(s)\}$$

Fig. 7 Equivalent block diagram of the deviation system.

$$+Y_L^{-1}(s) \{X_L(s) Y(s) - K_i(s) R(s)\}. \quad (5)$$

以上より，本手法による MCS は次のような特長を持つ：

- (1) 各制御モードにおいて， $P(s)$ に対する任意の内部安定な 2 自由度線形制御系を実現可能，
- (2) 切り換えるのは等価的に開ループの安定でプロパーな補償要素 $K_i(s)$, $Q_j(s)$ だけ，
- (3) $K_i(s)$, $Q_j(s)$ を安定にすれば各制御モードにおけるノミナル内部安定性が保証される，
- (4) $K_i(s)$, $Q_j(s)$ の入力はずべて常時接続されていて，MCS の並列性を損なわない．

3. 制御モード切り換え時の過渡応答とその抑制法

はじめに述べたように，一般に MCS では制御モード切り換え時の過渡応答の抑制が重要である．ここでは提案する MCS について過渡応答を解析し，これを抑制する設計法を既約分解の自由度を用いて導く．

3.1 制御モード切り換え時の過渡応答

Fig. 6 において，時刻 $t = 0$ で補償要素を $K_i(s)$, $Q_j(s)$ から $K_m(s)$, $Q_n(s)$ (いずれも任意，ただし安定でプロパー) へ切り換える場合を考えよう．これをケース 1 とする．このとき，切り換え後の $t \geq 0$ における MCS の望ましい応答は， $t = -\infty$ の時点から常時 K_m , Q_n の出力が用いらた場合 (これをケース 2 とする) に等しいと考えられる．したがって，抑制すべき過渡応答はケース 1, 2 の差である．

Fig. 6 を参照すると，ケース 1, 2 で等価入力 $v(t)$ は異なるが，等価外乱 $w(t)$ の影響や，各補償要素の状態はまったく変わらないことがわかる．これは，本方式ではすべての補償要素が常時入力に接続されているためである．したがって，ケース 2 に対するケース 1 の偏差は，Fig. 7 のような偏差システムで表わすことができる．ただし $v_e(t)$, $u_e(t)$, $y_e(t)$ は，それぞれ Fig. 6 における $v(t)$, $u(t)$, $y(t)$ の偏差分であり，ケース 1, 2 を添字で表わすと以下のとおり：

$$v_e(t) \equiv \begin{cases} v_1(t) - v_2(t) & t < 0 \\ 0 & t \geq 0 \end{cases} \quad (6)$$

$$u_e(t) \equiv u_1(t) - u_2(t), \quad y_e(t) \equiv y_1(t) - y_2(t). \quad (7)$$

ここで，制御モード切り換え後，すなわち $t \geq 0$ において $v_e(t) = 0$ となり，偏差システムは自由応答を示すことに注意されたい．したがって，制御モード切り換え後の過渡応答抑制とは， $t \geq 0$ における偏差システム Fig. 7 の出力 $u_e(t)$, $y_e(t)$ の自由応答を抑えることにほかならない．

3.2 過渡応答抑制法と MCS の設計手順

偏差システム Fig. 7 において， $N_R(s)$, $D_R(s)$ は制御対象 $P(s)$ の右既約分解そのものであり， RH_∞ 上でユニモジュラ

Fig. 8 State-space realization of the deviation system.

な有理伝達関数を右からかける分だけの自由度がある。この $N_R(s)$, $D_R(s)$ の選び方によって, $u_e(t)$, $y_e(t)$ を抑えられる可能性がある。以下ではその具体的な方法を示す。

$P(s)$ が与えられたときに $N_R(s)$, $D_R(s)$ を求める手法としては, $P(s)$ の状態空間表現 (A_P, B_P, C_P, D_P) (最小実現とする) に基づく Nett ら⁹⁾ の方法がよく用いられる; まず, (A_P, B_P, C_P, D_P) に対する仮想的な状態フィードバック系を想定し, これを安定化するフィードバックゲイン F を求める。 $N_R(s)$ の状態空間表現を $(A_P - B_P F, B_P, C_P - D_P F, D_P)$, $D_R(s)$ の状態空間表現を $(A_P - B_P F, B_P, -F, I)$ とすればよい。

この方法は, 既約分解の全クラスをカバーすることはないが, 次数が制御対象と同じですみ, LQR 問題, 極配置法などさまざまな状態フィードバック型の設計法を利用できる利点がある。そこで, 本論文でも $N_R(s)$, $D_R(s)$ を得るのにこの方法によることにする。

このとき, 上記の $N_R(s)$, $D_R(s)$ の状態空間表現によって偏差システム Fig. 7 を表わすと, Fig. 8 のとおり仮想的な状態フィードバック制御系に等価となる。したがって, 制御モード切り換え後の過渡応答, すなわち, $t \geq 0$ における $u_e(t)$, $y_e(t)$ の自由応答を抑える一つの方法は, 以下のような評価関数の最小化解 F を用いて $N_R(s)$, $D_R(s)$ を構成することである:

$$\min_F \int_0^\infty \{ |y_e(t)|^2 + |R u_e(t)|^2 \} dt. \quad (8)$$

ここで, 切り換え時の偏差システム Fig. 7 の状態 $x_e(0)$ が F の選択に依存しなければ, 式 (8) の最適解は通常の標準 LQR 問題の解⁸⁾ に一致する。 $x_e(0)$ が F によらないことは, MCS の設計手順により以下のように保証される。

すなわち, 提案する MCS の実際の設計手順は次のとおり:

- (1) 基本制御系と各制御モードに対応する 2 自由度制御系とを, 任意の線形制御系設計法により設計しておく。
- (2) 式 (8) の重み行列 R を選び, 標準 LQR 問題の解 F を求め, Fig. 8 の構成で $N_R(s)$, $D_R(s)$ を得る。
- (3) 基本補償器および $N_R(s)$, $D_R(s)$ から, 基本制御系の 2 重既約分解, 式 (3) を求める。
- (4) 手順 (1) で設計した各制御モードの伝達関数を実現するよう, 手順 (3) の結果と, 式 (3), (4) を用いて補償要素 $K_i(s)$, $Q_j(s)$ を計算する。
- (5) シミュレーションによって応答を確認し, 満足できれば終了, 不十分なら R を変えて手順 (2) に戻る。

このうち, 手順 (3), (4) によって, $r(t)$, $d(t)$ から $x_e(t)$ までの伝達関数が $N_R(s)$, $D_R(s)$ によらず不変となる (簡単な計算で示せる)。したがって, $x_e(0)$ は F に依存しない。なお, 手順 (3) で, $N_L(s)$, $D_L(s)$ も Nett らの方法で決めればよいが, こちらは MCS の特性に影響しない^(注1)。

このように, 上記の設計手順により, 制御モード切り換え後の過渡応答を式 (8) の意味で抑えることができる。 Fig. 8 に見られるように, この手法は従来のものと異なり, 本質的にフィードバック補償と等価である。また, Fig. 6 の各モードにおける入出力伝達関数と $N_R(s)$, $D_R(s)$ とが互いに独立に設計できることにも注意されたい。

なお, 過渡応答を抑える $N_R(s)$, $D_R(s)$ を求めるには, LQR に限らず極配置法などを用いることも可能である。また, $x_e(0)$ に既知の成分が含まれる場合には, 初期値設定などフィードフォワード型の補償^{2), 3)} を併用してもよい。

4. アクティブキャブサスペンションへの適用

以下 2 節では提案する MCS の有用性確認のため, 大型商用車用アクティブキャブサスペンションへの適用を検討する。

4.1 アクティブキャブサスペンションと MCS の必要性

現在, 大型商用車には, 運転者に伝わる振動を軽減するため, 運転台 (キャブ) とシャシフレームとの間にキャブサスペンションが設けられている。しかし, バネとダンパによるパッシブサスペンションのため, 構造的な制約から共振周波数を 2 [Hz] 程度より下げることは困難である。このため, 人間の受振感が高いとされる 0.5 - 5 [Hz] 程度の周波数帯域において十分に振動を除去できないという問題が生じている。

これに対し, アクチュエータを搭載してアクティブキャブサスペンションを構成すれば, この帯域の振動を除去してより良い乗り心地を得ることが期待できる。実際, 動作を線形な範囲に限って, かつ操作量などに強い制約がない場合には, H_∞ 制御などの線形制御理論を用いれば実験室レベルでは比較的容易に良い特性が得られる¹⁰⁾。

ところが現実の車両では, キャブサスペンションに許されるスペース, エネルギー消費などがきわめて限られるため, アクチュエータ出力やストローク変位に厳しい制約があり, 上のような設計結果をそのまま用いることは難しい。路面状況や走行条件によっては理想的な制御が不可能になり, 制約を満たすことを最優先に制御特性を変えざるを得ない。

たとえば, 高速自動車道など平滑な道路を定速走行する際には, 乗り心地最優先の制御が可能である。しかし, 荒れた

(注1)

各制御モードにおける入出力関係は, 式 (4) で与えられ, $N_L(s)$, $D_L(s)$ は直接関与しない。しかし, 式 (3) が成り立つために, $Y_R(s)$, $X_R(s)$ は $N_L(s)$, $D_L(s)$ に依存する。

一方, 式 (4) より, 入出力関係において $Y_R(s)$, $X_R(s)$ が現われるのは $Y_R(s)W(s)$, $X_R(s)W(s)$ という項としてだけである。ところが, 式 (4) において非制御時 ($Q_i(s) = K_j(s) = 0$) の特性は不変なので, $Y_R(s)W(s)$, $X_R(s)W(s)$ は $N_L(s)$, $D_L(s)$ によらない (実際には $W(s)$ をそのように決める)。

以上より, 式 (4) は $N_L(s)$, $D_L(s)$ に依存しない。

Fig. 9 Block diagram of an active-cab-suspension system (1-axis model).

路面や傾斜の変化がある場合などでは、実装上制約の厳しいアクチュエータ出力やストロークの変動を抑えることを優先すべきである。このような、互いに相反するものを含むすべて状況下での仕様を、一つの線形コントローラに課することは無理であり、得策ではない。

そこで以下では、提案する MCS によって、路面状況や走行条件に応じてコントローラを切り換え、さまざまな状況に対して適切な制御特性を実現することを考える。

4.2 アクティブキャブサスペンションのモデルと2重既約分解表現

まず、提案する MCS の基本となる、アクティブキャブサスペンション基本制御系の2重既約分解表現を導出する。なお、本論文では簡単のため、Fig. 9 のようなアクティブキャブサスペンションの1軸モデルに基づいて検討する。これは、キャブの質量の1軸分 M を負荷質量としてバネ K とダンパ D からなるパッシブキャブサスペンションを組み、それと並列に、遅れや損失のない理想的な力制御型アクチュエータを配置したものである。ここで、キャブの絶対加速度を検出可能な制御量 $y(t)$ 、アクチュエータの駆動力を操作量 $u(t)$ とする。また、シャシフレーム加速度が外乱 $d(t)$ である。図中、 $z(t)$ はキャブサスペンションストロークの加速度で、評価指標として用いるが、制御には用いないものとする。

このとき、制御対象の伝達関数 $P(s)$ は $u(t)$ から $y(t)$ までの伝達関数であり、Fig. 9 から、

$$P(s) = \frac{s^2}{Ms^2 + Ds + K} \quad (9)$$

となる。これは明らかに安定なので、基本補償器は $C(s) = 0$ でよく、 $P(s)$ の左既約分解は $D_L(s) = I$, $N_L(s) = P(s)$ とできる。そして、基本制御系の2重既約分解は、

$$\begin{bmatrix} D_L(s) & -N_L(s) \\ X_L(s) & Y_L(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & -P(s) \\ 0 & D_R^{-1}(s) \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} Y_R(s) & N_R(s) \\ -X_R(s) & D_R(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & N_R(s) \\ 0 & D_R(s) \end{bmatrix} \quad (11)$$

で与えられる。ただし、 $P(s)$ の右既約分解 $N_R(s)$, $D_R(s)$ は、前述のように LQR 問題、式 (8) を解くことにより、Fig. 8 の構成によって求めるものとする。また、 $P(s)$ の安定性から $D_R(s)^{-1} \in RH_\infty$ となることを用いている。

4.3 MCS と各モードにおける制御特性

Fig. 6 に以上の結果を適用することにより、アクティブキャブサスペンション用 MCS は Fig. 10 のように等価表現でき

Fig. 10 Equivalent block diagram of the all stabilized active-cab-suspension control system.

る。この図、あるいは式 (4) から、制御モード i における主要な入出力伝達関数は次のようになる：

$$G_{yi}(s) = \{I - N_R(s) Q_i(s)\} W(s), \quad (12)$$

$$G_{zi}(s) = I - G_{yi}(s), \quad (13)$$

$$G_{ui}(s) = -D_R(s) Q_i(s) W(s). \quad (14)$$

ただし、 $G_{yi}(s)$, $G_{zi}(s)$, $G_{ui}(s)$ は、それぞれ、シャシフレーム加速度 $d(t)$ からキャブ加速度 $y(t)$ 、ストローク加速度 $z(t)$ 、アクチュエータ駆動力 $u(t)$ への伝達関数である。また、外乱からの伝達特性 $W(s)$ は、Fig. 9 より、

$$W(s) = \frac{Ds + K}{Ms^2 + Ds + K}. \quad (15)$$

以上のように、制御モード i での入出力伝達関数は補償要素 $Q_i(s)$ によって整形できる。そして、式 (12), (13), (14) が線形有理型補償器で実現可能な特性の全クラスを表わす。

5. 設計例とシミュレーションによる検討

本節では、アクティブキャブサスペンションを対象とする MCS の設計例を示し、シミュレーションによって本手法の有効性を検証する。なお、以下では市販の大型トラック（積載量 10 [t]、キャブサスペンション 4 軸）の諸元に基づき、1 軸当たり $M = 220$ [kg], $K = 3.20 \times 10^4$ [N/m], $D = 1.06 \times 10^3$ [Ns/m] としている。

5.1 良路定常走行に適した制御特性

まず、平坦で直線状の高速自動車道を定常走行する場合を想定して周波数整形によって設計した制御系の例¹⁰⁾を Fig. 11 に示す。これはフレーム加速度を入力とする周波数応答（ゲイン線図）で、(a) がキャブ加速度、(b) がストローク加速度、(c) がアクチュエータ駆動力までの特性、いずれも実線が制御時のものを表わす。一方、(a), (b) において点線は非制御時の特性で、これらはモデルとした市販車に搭載されているパッシブキャブサスペンションとはほぼ同等である。

Fig. 11 (a) から、制御時には通常のパッシブキャブサスペンションに比べて、0.7–10 [Hz] 程度の周波数帯域のキャブ振動を大幅に抑えられることがわかる。これにより、フレーム加速度入力白色ノイズに近く小振幅の場合には、十分な振動除去特性が得られるはずである。この制御特性を実現する制御モードを良路モードと呼ぶことにする。

ところで、一般に車両用サスペンションでは、低周波帯域

Fig. 11 Frequency responses of an active-cab-suspension control system designed for smooth roads.

では振動除去よりストロークの抑制（路面への追従性）が重要になる。しかし、振動除去（Fig. 11 において $|G_y|$ が小）とストローク抑制（ $|G_z|$ が小）とは、同じ周波数では式 (13) の形のトレードオフに支配されている。これは、アクティブ／パッシブにはよらない（後者は $Q_i(s) \equiv 0$ に相当）サスペンション共通の性質である。このため上記の良路モードでも、Fig. 11 (a) 実線のように 0.5 [Hz] 程度以下の周波数帯域ではストロークを抑え、振動除去は要求しない仕様にしてある。

5.2 ゆるやかな起伏あるいは蛇行への対応

これに対し、良路モードにおける駆動力までのゲイン $|G_u|$ は、Fig. 11 (c) の実線のように 0.3 [Hz] 付近にピークを持つ。ところが、同図 (a) で見るとこの周波数は、振動除去を行っていない帯域に含まれている。すなわち、この帯域の加速度入力に対しては、振動を抑制しない帯域であるにもかかわらず不要な駆動力を生じてしまう。これは、より高域側で振動除去特性を改善することの代償であり、アクティブサスペンションにおける異なる周波数帯域間でのトレードオフを示している。式 (12), (14) から、Fig. 9 のような並列構成のアクティブサスペンションでは避けられない性質である。

たとえば、Fig. 12 (a) のように、良路走行時のフレーム加速度（実測値）に、途中からこの周波数帯域の上下動が重なったとしよう。このような入力は、路面にゆるやかな起伏がある場合や車両が蛇行した場合に、実際にキャブサスペンションに加わると考えられる。この例は、良路を 100 [km/h] で定速走行中に、 $t = 3$ [s] 以降およそ周期 83 [m]、振幅 0.3 [m] の正弦波状の起伏に遭遇する場合を想定したものである。これにより、Fig. 12 (a) には $t \geq 3$ [s] において 0.3

Fig. 12 Responses of the active-cab-suspension CS and MCS on a undulating road.

[Hz] 程度の正弦波状の振動が加わっている。

実際、この路面に対する良路モード制御時の応答をシミュレーションすると、Fig. 12 点線のようになった。同図 (b) がキャブ加速度、(c) がアクチュエータの駆動力を表す。起伏より手前の $t = 0 - 3$ [s] の区間では、期待どおりわずかな駆動力でキャブ振動がよく抑えられている。

しかし、起伏にさしかかると図 (c) 点線のように駆動力が増大し、 $t = 5$ [s] を少し過ぎた時点でアクチュエータの出力限界（ここでは ± 1000 [N] で飽和するものとした）に達する。そして図 (b) 点線のように、それ以降キャブ加速度には路面の起伏よりもかなり高周波の 1 - 2 [Hz] の振動が加わり、乗り心地は非常に悪化する。これは、アクチュエータの飽和により、パッシブサスペンションの共振周波数（Fig. 11 (a) 点線参照）付近の振動が励起されたものである。

また、路面の起伏による 0.3 [Hz] 程度の振動は、仮にアクチュエータの飽和が起これなくとも、前述のようにこの良路モードでは抑制できない（抑制するような仕様ではない）。以上のことから、アクチュエータが飽和する前に制御モードを切り換えてパッシブサスペンションの特性に戻せば、むだな駆動力が加わらず飽和による振動も引き起こさないためより賢明と思われる。そこで、 $Q_2(s) \equiv 0$ という制御モード（以下これを、パッシブモードと呼ぶ）を導入し、Fig. 10 の MCS を構成して良路モードから切り換えることを検討する。

MCS の実現は 3.2 で述べた手順に従う。式 (8) の標準 LQR 問題の解として F を求め、Fig. 8 の構成によって $N_R(s)$, $D_R(s)$ を得る。その際、制御モード切り換え時の過渡応答が望ましくなるよう、式 (8) のパラメータ R を選ぶ。

シミュレーションを行なったところ、 $R = 1.0 \times 10^{-6}$, 1.0×10^{-7} , 1.0×10^{-8} [m/N] とした場合、それぞれ、Fig. 12 (b) および (c) の細破線、太線、細線のような応答が得られた。いずれも、 $t = 4$ [s] の時点で制御モードを良路からパッシブに切り換えている。 $R = 1.0 \times 10^{-6}$ [m/N] の場合は制御モード切り換えと同時にアクチュエータの駆動力 (c) を急速に抑えられるが、キャブ加速度 (b) に無視できない程度の衝撃が生じてしまう。逆に、 $R = 1.0 \times 10^{-8}$ [m/N] の場合は駆動力の過渡応答が大きい。しかし、 $R = 1.0 \times 10^{-7}$ [m/N] とすれば、キャブ加速度の過渡応答を抑えつつアクチュエータの駆動力も削減できることがわかる。

このように、良路モードにおける $|G_u|$ のピーク付近の周波数成分が支配的な路面では、MCS によるパッシブ抑制モードへ切り換えが極めて有効である。

5.3 勾配の変化への対応

一方、Fig. 11 (b) を見ると、良路モードでは振動除去帯域より低周波側において、フレーム加速度からストローク加速度までのゲイン $|G_z|$ が非制御時よりかなり大きくなっている。これは、やはり式 (13) から明らかなように、アクティブ/パッシブにかかわらずサスペンションの振動除去帯域を低域側に広げると生じる副作用である。このため、一般にサスペンションでは、低周波振動に対する除去特性を追求するとストロークが飽和しやすくなる。

Fig. 11 の設計では、たとえば Fig. 13 (a) のようなフレーム加速度が加わるとこの問題が顕在化する。これは、路面の勾配が変化した場合のモデルで、100 [km/h] 定速走行中、 $t = 0$ の時点から約 25 [m] の間に 2 [%] だけ勾配が変化した状況に相当する。ただし簡単のため、良路走行時の実測フレーム加速度は加えていない。

このとき、良路モードでの応答のシミュレーション結果は Fig. 13 の点線のとおりである。およそ $t = 0.5$ [s] 以後、ストローク変位 (同図 (c)) が稼動範囲限界の 40 [mm] に達し、キャブ加速度 (同図 (b)) に大きな衝撃が生じている。ただし、ここではストローク変位飽和時のキャブサスペンションの特性を、ばね定数 5.12×10^5 [N/m]、粘性係数 4.24×10^3 [Ns/m] の受動素子 (それぞれ、パッシブモードの 16 倍、4 倍に相当) で近似している。

そこで、Fig. 14 実線のように、ストロークまでの低域ゲインをパッシブモード (同図点線) よりも抑える補償要素 $Q_3(s)$ を新たに設ける。 $Q_3(s)$ による制御モードをストローク抑制モードと呼ぶことにする。そして、ストローク変位が 20 [mm] に達した時点で良路モードからストローク抑制モードへ切り換えた場合の応答をシミュレーションしたところ、 $R = 1.0 \times 10^{-6}$, 1.0×10^{-7} , 1.0×10^{-8} [m/N] について、それぞれ、Fig. 13 における細破線、太線、細線のようなになった。前節同様、 $R = 1.0 \times 10^{-7}$ [m/N] とすれば、切り換え時のキャブ加速度の過渡応答とストロークとをバランスよく抑制できることがわかる。

このように、多くのシステムでは制御量と操作量の許容値

Fig. 13 Responses of the active-cab-suspension CS and MCS to variation of road gradient.

Fig. 14 Frequency response of the acs in the stroke suppression control mode.

のスケールが状況によって大きく変わらないので、 R の値は切り換え前後の制御モードによらず一定でよいと思われる。

5.4 モデル誤差の影響

前節までは、提案する MCS についてモデル誤差のないノミナル特性だけを検討してきた。そこで、制御対象のモデル誤差の影響について簡単に確認しておく。

本論文の MCS では YJBK パラメータだけを切り換えているので、各制御モードにおけるロバスト性はそのモードの制御系設計仕様によって独立に決まり、MCS であることとは無関係である。したがって、ここでは制御モード切り換え時の応答に注目する。本論文で提案する過渡応答抑制法は、前に述べたように本質的にフィードバック補償と等価なため、モード切り換え時の応答はパラメータ誤差などに対して低感度であることが期待できる。

代表的なモデル誤差として、キャブ質量が変動した場合について検討する。実際の車両で起こりうるキャブ質量変動の主要因は、乗員の総体重の変化であると考えられる。これをカバーするには、この例では -10 から $+40$ % までの変動を

Fig. 15 Responses of the active-cab-suspension MCS on a undulating road with parameter variations.

考慮すれば実用上十分である。そこで、キャブ質量に -10 , $+40$ %の変動があった場合について、Fig. 13 と同じ状況（ただし、 $R = 1.0 \times 10^{-7}$ [m/N]）におけるシミュレーションを行なったところ、結果は Fig. 15 のようになった。いずれも、実線がノミナル値、破線が -10 、細線が $+40$ %変動の場合を表す。また、Fig. 12 と同じ状況についても同様に調べたが、Fig. 15 よりさらにモデル誤差の影響が少なく、グラフ上ではほとんど差が見られない程度であった。

以上のように、制御モード切り換え時の過渡応答はキャブ質量誤差に対して実用上十分に低感度であるといえる。

6. おわりに

本論文では YJBK パラメトリゼーションに基づく完全並列型のマルチコントローラシステムの構成法と、制御モード切り換え時の過渡応答を抑制する設計法を提案した。そして、応用例としてアクティブキャブサスペンションへの適用を検討し、シミュレーションにより本手法の有効性を明らかにした。現在、多変数系、不安定系などさまざまな対象への適用と、実験による検証を検討している。

また、本論文の主旨は制御モード切り換えを容易にする MCS の構造の提案であったが、今後は制御モード切り換えの方法を含めた検討を行ないたい。特に、本方式では各制御モード用の補償要素が常に入力に接続されていて、そのモードにとって望ましい制御信号を出力している。これらを切り換えのための情報として利用することが有効と考えられる。

なお、本方式を実現するにあたって、各制御モードのフィードバック制御系を全く独立に設計して YJBK パラメータを求めると、MCS 全体の制御演算の総次数が高くなりがちである。しかし、予め実現可能な伝達関数の YJBK パラメトリゼーションを考慮することにより、演算の不必要な高次化を避けられる可能性がある。そのような、MCS 全体と各制御モードの設計の融合も今後の課題である。

参考文献

- 1) A. S. Morse: Control Using Logic-based Switching, Trends in Control (A. Isidori, Ed.), 69/113, Springer (1995)
- 2) 山口, 穴田, 遠山, 平井: モード切り換え型制御の初期値補償設計と磁気ディスク装置への適用, 計測自動制御学会論文集, **31**-6, 780/788 (1995)
- 3) 山口, 平井: モード切り換え制御系における付加入力を用いた初期値補償設計と磁気ディスク装置への適用, 計測自動制御学会論文集, **32**-8, 1219/1225 (1995)
- 4) D. C. Youla, H. A. Jabr, and J. J. Bongiorno, Jr.: Modern Wiener-Hopf Design of Optimal Controllers, Part II; The Multivariable Case, IEEE Trans. Automat. Contr., **AC-21**-3, 319/338 (1976)
- 5) J. Hespanha and A. S. Morse: Supervisory Control of Families of Stabilizing Controllers, the 12th Int. Symp. on the Mathematical Theory of Networks and Systems (1996)
- 6) M. Vidyasagar: Control System Synthesis, The MIT Press (1985)
- 7) 前田, 杉江: アドバンスド制御のためのシステム制御理論, 朝倉書店 (1990)
- 8) K. Zhou, J. C. Doyle, and K. Glover: Robust And Optimal Control, Prentice Hall (1996)
- 9) C. N. Nett, C. A. Jacobson, and M. J. Balas: A Connection Between State-space and Doubly Coprime Fractional Representation, IEEE Trans. Automat. Contr., **AC-29**-9, 831/832 (1984)
- 10) 松尾, 稲葉, 広松: トラック用アクティブキャブサスペンションの制御, 計測自動制御学会論文集, **30**-1, 54/63 (1994)

[著者紹介]

松尾 芳樹 (正会員)

1984 年東京工業大学大学院博士課程制御工学専攻修了 (工学博士)。同年同大学工学部助手, 1990 年同助教授, 現在に至る。メカトロニクスシステムの制御, ヒューマン・マシン制御系に関する研究に従事。IEEE, 電気学会, 人間工学会, 日本シミュレーション学会会員。

坂本 博史

1996 年早稲田大学理工学部応用物理学卒業。1998 年東京工業大学大学院理工学研究科制御工学専攻修士課程修了。同年 (株) 日立製作所入社, 現在に至る。

稲葉 毅 (正会員)

1991 年東京工業大学大学院理工学研究科制御工学専攻修士課程修了。1992 年東京工業大学工学部助手, 現在に至る。ヒューマン・マシン制御系設計, アクチュエータ系のロバスト制御に関する研究に従事。IEEE, 日本人間工学会会員。