自動車の適応ヨー角速度操舵系の設計[†]

金 井 喜美雄*・内 門 茂*・藤 代 武 史**
伊 藤 健**・川 辺 武 俊**

Design of Adaptive Yaw Rate Control System of a Car

Kimio KANAI*, Shigeru UCHIKADO*, Takeshi FUJISHIRO**,
Ken ITO** and Taketosi KAWABE**

In this paper we propose a design method of adaptive yaw rate control system of a new-type automobile car having electronically controlled rear wheel steering mechanism.

First, the spectrum density of steering wheel angle and yaw rate was measured on popular roads and cut-off frequency of the control filter could be determined between 1 to 3 Hz. Next, parameters of the car model were identified by the hybrid-type adaptive method using measured data of vehicle velocity, steering wheel angle and yaw rate. The results were shown to be acceptable based upon the comparison between time responses, where the measured data of steering wheel angle is used as input, and the Bode diagrams of nominal and estimated systems.

The desirable output response of the closed-loop system was obtained by a simulation using control parameters, which were used to the nominal system, calculated from the identified ones. The results indicate that the proposed method is useful to design actual control systems of a car.

Key Words: adaptive control, least squares method, electronically controlled rear wheel steering mechanism

1. ま え が き

航空機は、性能向上に伴って飛行領域も拡大するとともに高級なフライト・コントロールが要求されるよ

うになった。特に、デジタル計算機の軽量小型、高性能、高信頼性に伴い ACT (Active Control Technology) 概念を導入することによって、“New Ways to Fly” という 6 自由度独立な運動が可能となった。最近、このような概念を自動車の操舵系へ適用する試みがなされつつある^{1)~3)}。

通常の前輪操舵車の場合操舵初期の応答性(回頭性)はヨー慣性モーメントとの相関が強いために一般に機敏さに欠ける。ヨー慣性モーメントを減少させるために重心点付近にエンジンを配置することで回頭性が改善されるが、特に、4~5 シータ車は重心点付近にエンジンを配置することが物理的に困難である。また、車両の運転特性は車速により大きく変化し、特にアンダーステア特性をもつ車両においては、高速域で振動的となり安定性を損なう危険性があるのでメカニカルな前輪操舵機構のみでは回避できない問題をもつ。これらの問題を解決するために電子制御による後輪舵角をもつ新しい自動車が検討されている。

一方、自動車は車速のみならず重量および路面の状態などによっても動特性が大きく変化するために車両の操縦性・安定性(操安性)を一定の制御ゲインを用いてすべての状態において満足のいく性能を得ることは難しい^{1)~3)}。そこで、これらの不備を補うために適応制御系の適用が望まれる。

一般にドライバが運転操舵を行う場合

- (1) 通常走行においてはヨーレート
- (2) 緊急回避時には横加速度

を重視することが知られている。

本研究では、(1)に着目して電子制御の後輪舵角をもつ適応ヨー角速度操舵系の一設計法を提案するが、適応系は調整則として収束特性の良い離散時間形式を用いるハイブリッド方式⁴⁾である。

[†] 第 29 回自動制御連合講演会で一部発表 (昭 61・11)

* 防衛大学校 横須賀市走水 1-10-20

** 日産自動車(株)中央研究所 横須賀市夏島町 1

* National Defense Academy, Yokosuka

** Central Engineering Laboratories, Nissan Motor Co. LTD., Yokosuka

(Received January 14, 1987)

(Revised March 24, 1987)

2章で自動車の2自由度の平面運動方程式を示し、つぎにモデル規範形適応制御系の一構成法を第3章で示す。ここでは、出力としてヨーレートを考え、ヨーレートと速度および操舵角のみが観測可能な場合を想定し、車速を陽な形で含むハイブリッド形式の同定則を導く。ただし、ここで考える制御対象は通常のモデル規範形適応制御系と異なり、規範入力が一方向では前輪操舵からの有界かつ既知の外乱となる特徴をもつ。4章では、小型自動車への適用を試みる。ここでは、まず、日本の代表的な道路における実際の走行時のヨー角速度および操舵角のパワースペクトル密度を実走行において測定し、この結果を同定およびコントロールのフィルタの cut-off 周波数の基準とする。また、パラメータ変動を含むモデリング誤差の影響などを示す。最後に、テストコース走行の実データを用いた同定結果およびノミナルな系に対してコントロール・ゲインとしてこの同定結果を用いたときの閉ループ系応答のシミュレーション結果を示す。

2. 自動車の運動方程式

ステアリングとロールおよびタイヤの動特性を無視すると電子制御の後輪実舵角をもつ車両のヨーイングと横方向からなる平面運動は、つぎのように線形化して表わすことができる。

$$\begin{aligned} I_z \ddot{\psi} &= 2L_F \cdot C_F - 2L_R \cdot C_R \\ M(\ddot{V}_y + V\dot{\psi}) &= 2C_F + 2C_R \\ C_F &= K_F \cdot \beta_F \\ C_R &= K_R \cdot \beta_R \\ \beta_F &= \theta_s / N - \beta - L_F \dot{\psi} / V \doteq \theta_s / N - (V_y + L_F \dot{\psi}) / V \\ \beta_R &= \delta_R - \beta + L_R \dot{\psi} / V \doteq \delta_R - (V_y - L_R \dot{\psi}) / V \end{aligned}$$

ここで、各変数および微係数は以下のとおりである。

M : 質量, I_z : ヨー慣性モーメント, $\dot{\psi}$: ヨーレート, V : 車速, V_y : 横方向速度, δ_R : 後輪舵角, L_F, L_R : 前後軸-重心間距離, K_F, K_R : 前後輪等価コーナリング・パワー, C_F, C_R : 前後輪コーナリング・フォース, β : 重心点横すべり角, β_F, β_R : 前後タイヤ横すべり角, N : ステアリング・ギア比, θ_s : 前輪舵角

いま、自動車の平面運動の状態ベクトルを $\mathbf{x}(t)$ として

$$\mathbf{x}(t)^T = (\dot{\psi}(t) \quad V_y(t)) \quad (1)$$

を考える。また、入力としては、従来の機械的な操舵角 $\theta_s(t)$ と電子制御の後輪実舵角 $\delta_R(t)$ を考える。つまり、

$$\mathbf{u}(t)^T = (\theta_s(t) \quad \delta_R(t)) \quad (2)$$

ヨーイングと横方向の運動方程式は一般にこの $\mathbf{x}(t)$ と $\mathbf{u}(t)$ を用いてつぎのようにベクトル微分方程式で

表わすことができる。

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (3)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} 2a_{11}/V & 2a_{12}/V \\ 2a_{21}/V - V & 2a_{22}/V \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 2b_{11}/N & 2b_{12} \\ 2b_{21}/N & 2b_{22} \end{bmatrix} \\ a_{11} &= -(L_F^2 K_F + L_R^2 K_R) / I_z, \quad b_{11} = L_F K_F / I_z \\ a_{12} &= -(L_F K_F - L_R K_R) / I_z, \quad b_{12} = -L_R K_R / I_z \\ a_{21} &= -(L_F K_F - L_R K_R) / M, \quad b_{21} = K_F / M \\ a_{22} &= -(K_F + K_R) / M, \quad b_{22} = K_R / M \end{aligned}$$

(注1) (3)式からわかるようにシステム行列 $\mathbf{A}$ は陽に速度の項を含んでいる。また、車両がアンダーステア ($L_R K_R > L_F K_F$) であれば、いかなる車速においても $\mathbf{A}$ は安定である。

3. ヨーレートを出力とした制御系の設計

まず、出力であるが、通常走行時の操安性の向上を目的として次式を考える。

$$y(t) = C\mathbf{x}(t) = (1 \ 0)\mathbf{x}(t) = \dot{\psi}(t) \quad (4)$$

多項式代数法による制御系の設計は見通しがよく、かつ、容易という点を考慮すると、(3)と(4)式の入出力関係は微分オペレータ $s (=d/dt)$ を用いて次式のように表わすことができる。

$$A_P(s)\dot{\psi}(t) = B_R(s)\delta_R(t) + B_F(s)\theta_s(t) \quad (5)$$

ここで、

$$\begin{aligned} A_P(s) &= s^2 - (a_{11} + a_{22})(2/V)s + (a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21})(2/V)^2 \\ &\quad + 2a_{12} = s^2 - a_{v1}(2/V)s + a_{v2}(2/V)^2 + 2a_{v3} \\ B_R(s) &= b_{12}(2s) + (-a_{22}b_{12} + a_{12}b_{22})(4/V) \\ B_F(s) &= b_{11}(2/N)s + (-a_{22}b_{11} + a_{12}b_{21})(4/VN) \\ &= b_{v1}(2/N)s + b_{v0}(4/VN) \end{aligned}$$

である。

以下に問題の記述とパラメータが既知および未知の場合の制御系の一構成を示す。

3.1 問題の記述

プラント(5)式に対応して設計者が任意に選定する規範モデルとして次式を考える。

$$\begin{aligned} \dot{x}_r(t) &= -a_r x_r(t) + b_r \theta_s(t) \\ y_r(t) &= x_r(t) \end{aligned} \quad (6)$$

ここで、 $\theta_s(t) \in R^1$, $y_r(t) \in R^1$, $x_r(t) \in R^1$ であり、 $a_r > 0$ とする。ただし、規範モデルの選定にあたっては装置の簡単化はもちろんのこと、一般にドライバの操縦の容易さを考慮して振動的でないことおよび約0.05秒前後の立ち上がり時間に着意する。

(注2) (5), (6)式より機械的な前輪操舵角は既知の確定外乱であり、かつ、規範モデルの入力であることがわかる。

制御の目的は、動特性が未知であるプラント(5)式

に対して、観測される信号 $\dot{\phi}(t)$ と $\theta_s(t)$ および $\delta_R(t)$ を用いて出力 $\dot{\phi}(t)$ が規範モデルの出力 $y_r(t)$ に漸近的に追従するような制御入力 $\delta_R(t)$ を適応的に決定することである。

3.2 制御系の構成

本節ではまずパラメータが既知の場合の制御系の一構成法を示し、つぎに適応系への拡張を示す。

3.2.1 パラメータが既知の場合

いま、次数がそれぞれ 2 と 1 である安定多項式 $F(s)$ と $G(s)$ を導入する。

$$\begin{aligned} F(s) &= F_1(s) \cdot G(s) = (s + f_0)G(s), \quad f_0 > 0 \\ G(s) &= s + g_0, \quad g_0 > 0 \end{aligned} \quad (7)$$

この多項式を用いると、(5)、(6)式はつぎのように表わすことができる。

$$\begin{aligned} F(s)\dot{\phi}(t) &= A_1(s)\dot{\phi}(t) + (b_1G(s) + b_0)\delta_R(t) \\ &\quad + B_F(s)\theta_s(t) \end{aligned} \quad (8)$$

$$F_1(s)y_r(t) = (f_0 - a_r)y_r(t) + b_r\theta_s(t)$$

ここで、

$$A_P(s) = F(s) - A_1(s), \quad B_R(s) = b_1G(s) + b_0$$

$$\begin{aligned} A_1(s) &= \{f_0 + g_0 + a_{v1}(2/V)\}s \\ &\quad + \{f_0g_0 - a_{v2}(2/V)^2 - 2a_{v3}\} \end{aligned}$$

$$b_1 = 2b_{12}$$

$$\begin{aligned} b_0 &= (-a_{22}b_{12} + a_{12}b_{22})(4/V) - 2g_0b_{12} \\ &= b_{01}(4/V) - g_0b_1 \end{aligned}$$

この(7)、(8)式の関係よりつぎの定理を得る。

《定理 1》

つぎの制御入力 $\delta_R(t)$ によって、(5)式で表わされるプラントを規範モデル(6)式にモデル適合させることが可能である。

$$\begin{aligned} \delta_R(t) &= (1/b_1) \{-A_1(s)G(s)^{-1}\dot{\phi}(t) - b_0G(s)^{-1}\delta_R(t) \\ &\quad - B_F(s)G(s)^{-1}\theta_s(t) + (f_0 - a_r)y_r(t) + b_r\theta_s(t)\} \end{aligned} \quad (9)$$

また、 $B_R(s)$ が安定多項式ならば、全体の系は安定である。

(証明)

まず、(8)式の第1式は

$$\begin{aligned} F_1(s)\dot{\phi}(t) &= A_1(s)G(s)^{-1}\dot{\phi}(t) \\ &\quad + (b_1 + b_0G(s)^{-1})\delta_R(t) \\ &\quad + B_F(s)G(s)^{-1}\theta_s(t) \end{aligned} \quad (10)$$

と表わすことができる。ここで、出力誤差 $e(t)$ を

$$e(t) = y_r(t) - \dot{\phi}(t) \quad (11)$$

と定義すると、(8)式の第2式と(10)式よりつぎの誤差方程式が得られる。

$$\begin{aligned} F_1(s)e(t) &= (f_0 - a_r)y_r(t) + b_r\theta_s(t) \\ &\quad - A_1(s)G(s)^{-1}\dot{\phi}(t) - (b_1 + b_0G(s)^{-1})\delta_R(t) \\ &\quad - B_F(s)G(s)^{-1}\theta_s(t) \end{aligned} \quad (12)$$

(9)式の制御入力 $\delta_R(t)$ を上式に代入すると、

$$F_1(s)e(t) = 0 \quad (13)$$

となり、 $x(0)^T = 0$, $x_r(0) = 0$ のとき $y_r(0) = \dot{\phi}(0) = 0$ であるので、

$$\dot{\phi}(t) = y_r(t), \quad t \geq 0 \quad (14)$$

が得られ、モデル適合が達成されていることがわかる。

いま、 $y_a(t)^T = (\dot{\phi}(t) \delta_R(t) y_r(t))$ とすると、全体の系は

$$A_a(s)y_a(t) = B_a(s)\delta_R(t) \quad (15)$$

となる。ここで、

$$A_a(s) = \begin{bmatrix} A_P(s) - B_R(s) & 0 \\ A_1(s) & B_R(s) & F_1(s) \\ 0 & 0 & A_M(s) \end{bmatrix}$$

$$B_a(s) = (B_F(s) - B_F(s) \quad B_M(s))^T$$

$$A_M(s) = s + a_r, \quad B_M(s) = b_r$$

(15)式の安定性は、 $\det(A_a(s))$ によって決定される。つまり、

$$\begin{aligned} \det(A_a(s)) &= \det \begin{bmatrix} A_P(s) - B_R(s) \\ A_1(s) & B_R(s) \end{bmatrix} \cdot A_M(s) \\ &= F(s)B_R(s)A_M(s) \end{aligned}$$

であり、 $F(s)$ と $A_M(s)$ は任意の安定多項式であるので、 $B_R(s)$ が安定多項式ならば全体の系の安定である。

△△△

3.2.2 パラメータが未知の場合

まず、制御入力は、可変パラメータ $\hat{A}_1(s, t)$, $\hat{b}_1(t)$, $\hat{B}_F(s, t)$ を導入してつぎのように発生する。

$$\begin{aligned} \delta_R(t) &= (1/\hat{b}_1(t)) \{-\hat{A}_1(s, t)G(s)^{-1}\dot{\phi}(t) \\ &\quad - \hat{b}_0(t)G(s)^{-1}\delta_R(t) - \hat{B}_F(s, t)G(s)^{-1}\theta_s(t) \\ &\quad + (f_0 - a_r)y_r(t) + b_r\theta_s(t)\} \end{aligned} \quad (16)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \hat{A}_1(s, t) &= \{f_0 + g_0 + \hat{a}_{v1}(t)2/V\}s \\ &\quad + \{f_0g_0 - \hat{a}_{v2}(t)(2/V)^2 - 2\hat{a}_{v3}\} \end{aligned}$$

$$\hat{B}_F(s, t) = \hat{b}_{v1}(t)(2/N)s + \hat{b}_{v0}(t)(4/VN)$$

つぎに制御パラメータの同定であるが、車速の陽な表現の物理的性質を最大限に活用するとともに同定則としては収束特性の良い離散時間形式を用いるハイブリッド方式を採用する。

(8)式よりつぎの非最小表現が得られる。

$$\begin{aligned} \dot{\phi}(t) &- [(f_0 + g_0)s + g_0f_0]F(s)^{-1}\dot{\phi}(t) \\ &= [a_{v1}(2/V)s - a_{v2}(2/V)^2 - 2a_{v3}]F(s)^{-1}\dot{\phi}(t) \\ &\quad + [b_1G(s) + b_{01}(4/V) - g_0b_1]F(s)^{-1}\delta_R(t) \\ &\quad + [b_{v1}(2/N)s + b_{v0}(4/VN)]F(s)^{-1}\theta_s(t) \end{aligned} \quad (17)$$

等価的に、

$$\eta(t) = \theta^T \xi(t) \quad (18)$$

ここで、

$$\eta(t) = \dot{\phi}(t) - [(f_0 + g_0)s + g_0f_0]F(s)^{-1}\dot{\phi}(t)$$

$$\begin{aligned}\theta^T &= [a_{y1} \ a_{y2} \ a_{y3} \ b_1 \ b_{01} \ b_{y1} \ b_{y0}] \\ \xi(t)^T &= [(2/V)sF(s)^{-1}\dot{\phi}(t), -(2/V)^2F(s)^{-1}\dot{\phi}(t), \\ &\quad -2F(s)^{-1}\dot{\phi}(t), sF(s)^{-1}\delta_R(t), (4/V)F(s)^{-1}\delta_R(t), \\ &\quad (2/N)sF(s)^{-1}\theta_s(t), (4/VN)F(s)^{-1}\theta_s(t)]\end{aligned}$$

であり, (18)式の θ は, 速度に無関係であることに注意すべきである.

(18)式に対応して

$$\hat{\eta}(t) = \hat{\theta}(t)^T \xi(t) \quad (19)$$

のようにパラメータ同定器を設定する. ただし,

$$\hat{\theta}^T(t) = [\hat{a}_{y1}(t) \ \hat{a}_{y2}(t) \ \hat{a}_{y3}(t) \ \hat{b}_1(t) \ \hat{b}_{01}(t) \ \hat{b}_{y1}(t) \ \hat{b}_{y0}(t)]$$

いま, サンプリング時間を ΔT とすると, $t = k \cdot \Delta T$ ($k=0, 1, 2, \dots$) 時点において(18), (19)式はつぎのように表わすことができる.

$$\eta(k) = \theta^T \xi(k) \quad (20)$$

$$\hat{\eta}(k) = \hat{\theta}(k)^T \xi(k)$$

ここで, 同定則として,

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + \frac{\beta(k) \mathbf{\Gamma}(k) \xi(k) \varepsilon(k)}{1 + \xi(k)^T \mathbf{\Gamma}(k) \xi(k)} \quad (21)$$

$$\mathbf{\Gamma}(k+1) = \mathbf{\Gamma}(k) - \frac{\beta(k) \mathbf{\Gamma}(k) \xi(k) \xi(k)^T \mathbf{\Gamma}(k)}{1 + \xi(k)^T \mathbf{\Gamma}(k) \xi(k)} \quad (22)$$

$$\varepsilon(k) = \eta(k) - \hat{\theta}(k)^T \xi(k) \quad (23)$$

を用いる⁴⁾. ただし, $\mathbf{\Gamma}(0) = \mathbf{\Gamma}(0)^T > 0$, $0 \leq \beta(k) < 2$ であり, $\hat{b}_{12}(t) \neq 0$ になるように適切に調整する. また, 制御パラメータ $\hat{A}_1(s, t)$ と $\hat{b}_1(t)$ および $\hat{B}_R(s, t)$ は $\hat{\theta}(k)$ を用いて,

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(k) \quad (24)$$

$$k \cdot \Delta T \leq t < (k+1) \cdot \Delta T$$

と発生すると, つぎの定理が得られる.

《定理 2》

同定則(21)~(23)式および制御入力(16)式を用いると,

$$\|\xi(t)\| \leq M_1 < \infty \quad (25)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0 \quad (26)$$

が得られる.

(証明)

まず, (21)および(23)式より,

$$\begin{aligned}\phi(k+1) &= \phi(k) \\ &\quad - \mathbf{\Gamma}(k) \xi(k) \varepsilon(k) / (1 + \xi(k)^T \mathbf{\Gamma}(k) \xi(k))\end{aligned} \quad (27)$$

$$\varepsilon(k) = \phi(k)^T \xi(k) \quad (28)$$

が得られる. ただし, パラメータ誤差ベクトル $\phi(k)$ は,

$$\phi(k) = \theta - \hat{\theta}(k) \quad (29)$$

であり, 簡単のため $\beta(k) = 1$ とする.

さらに, (22), (27)および(28)式より,

$$\|\phi(k)\| \leq \|\phi(k-1)\| \leq M_2 \|\phi(0)\| \quad (30)$$

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \varepsilon(k) / [1 + M_3 \xi(k)^T \xi(k)]^{1/2} = 0 \quad (31)$$

が得られる. ただし, $M_j < \infty$ ($j=2, 3$) である.

一方, 出力誤差 $e(t)$ は(8), (11)と(16)および(24)式より,

$$\begin{aligned}F_1(s)e(t) &= [\hat{A}_1(s, k) - A_1(s)]G(s)^{-1}\dot{\phi}(t) \\ &\quad + [\hat{b}_1(k) - b_1]\delta_R(t) \\ &\quad + [\hat{b}_0(k) - b_0]G(s)^{-1}\delta_R(t) \\ &\quad + [\hat{B}_R(s, k) - B_R(s)]G(s)^{-1}\theta_s(t)\end{aligned} \quad (32)$$

となり, (30)式の関係を用いると,

$$\lim_{k \rightarrow \infty} e(k) = \varepsilon(k) \quad (33)$$

さらに, (31)式より,

$$\lim_{k \rightarrow \infty} e(k) / [1 + M_3 \xi(k)^T \xi(k)]^{1/2} = 0 \quad (34)$$

が得られる.

つぎに, 制御対象は安定な逆系をもつことおよび $\theta_s(t)$ が有界であることにより,

$$|u(k)| \leq M_4 + M_5 \max_{1 \leq t \leq k} |\phi(t)| \quad (35)$$

さらに, $y_r(t)$ の有界性と上式および $\xi(k)$ の要素に着目すると,

$$\|\xi(k)\| \leq M_6 + M_7 \max_{1 \leq t \leq k} |e(t)| \quad (36)$$

が得られる. ここで, $M_j < \infty$ ($j=4, 5, 6, 7$) である.

ゆえに, (34)と(36)式に Key Technical Lemma⁵⁾を適用すると

$$\|\xi(t)\| \leq M_1 < \infty \quad (25)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0 \quad (26)$$

が得られる. $\triangle \triangle \triangle$

4. 小型自動車への応用

本研究で用いた小型自動車 (1.8L) の諸元を以下に示す.

Fig. 1 Measured results of spectrum densities

Fig. 2 Experimental facility
(1) velocity sensor (pulse), (2) steer angle sensor (pulse), (3) rate gyro, (4) DA converter, (5) data recorder, (6) noise filter (100 Hz), (7) AD converter (12 bit), (8) computer (16 bit)

Fig. 3 Pole-zero plots

$M=139.08$ (kgf·s²/m), $I_z=230$ (kgf·m·s²), $L_F=1.039$ (m), $L_R=1.511$ (m), $K_F=4345$ (kgf/rad), $K_R=6464$ (kgf/rad), $N=17.6$

本章では、まずフィルタの cut-off 周波数を決定するために日本の代表的な道路、つまり高速道路、一般国道や峠の登り下りおよび整備されていない道路におけるヨー角速度および操舵角のパワースペクトル密度の測定結果を Fig. 1 に示す。この結果、(27)式のフィルタの cut-off 周波数を1から3 Hz に設定する。

つぎに本研究のテストコースは日産自動車の追浜テストコースであり、使用した直線コースは幅21m、距離829mである。またこのときのデータ測定状況(装置、測定器(精度)、計測系ブロック図)を Fig. 2 に示すとともに本実験の小型自動車の複素平面での車速に対する極と零点のプロットを Fig. 3 に示す。Fig. 2 において速度はパルス幅カウント方式(1パルス0.785m)のデジタル信号、操舵角は0.3度の分解能をもつ up-down パルスカウント方式のデジタル信号、レート・ジャイロは精度0.1% FS のアナログ

Fig. 4 Performance variation due to the parameter change

信号である。Fig. 3から零点は十分に安定であるので極零相殺しても閉ループ系への影響はないことがわかる。また、パラメータ変動を含むモデリング誤差の自動車特性への影響を調べるために車速180 km/hにおけるステップ応答のシミュレーション結果を Fig. 4 に示す。ここでは、特に影響の大きい前後輪コーナリング・パワーと車両重量の妥当な範囲(±20%)における変動を考え、各線は矢印の方向にそれぞれの微係数をノミナル値の-20%から10%ずつ増加させたときのヨーレートの応答図である。この結果よりいずれの場合も大きく性能に影響を与えていることがわかる。

<車両実験>

観測ノイズおよびモデル化しない動特性(unmodelled dynamics)の影響を調べるためにテストコースの実走行時の観測信号(速度、操舵角、ヨーレート)を用いてパラメータ同定を行った。Fig. 5には観測操舵角に対するノミナルおよび実データからパラメータ調整則により得られた同定システムの時間応答(破線)をヨーレート実測値(実線)と比較して示す。また、

Fig. 6にはFig. 5(b)のデータ(車速100 km/h, ランダム操舵入力)により得られた同定システムのボード線図を実験車両の実測したヨーレート周波数特性

(フーリエ解析) およびノミナルの場合と比較して示す。これらの結果より、観測ノイズやモデル化されない動特性などの存在にもかかわらず良好な同定結果が得られていることがわかる。ただし、観測信号からわかるように使用した車両は通常の前輪操舵車であり、パラメータ同定は前輪操舵角に関する要素のみを推定した。

Fig. 5 Outputs of the nominal and identified systems

Fig. 6 Bode diagram of outputs ($v=100$ km/h)

<シミュレーション>

ノミナルな系に対してコントロール・ゲインとして上記実験により得られた同定結果 (Fig. 5 (c)) : 120 km/h 矩形波状操舵入力を用いたときの閉ループ系の出力応答のシミュレーション結果を制御しない前輪操舵車の場合と比較して Fig. 7 に示す。この結果より同定されたコントロール・ゲインを用いた実装置の出力応答も良好な結果が得られることが期待できる。また、このときの後輪の実舵角も実用的な範囲であると考えられる。ここで、規範モデルは、

$$\dot{x}_r(t) = -10x_r(t) + 2.355\theta_s(t)$$

$$y_r(t) = x_r(t), \quad \theta_s(t) = \pm 30 \text{ 度 (5秒ごと)}$$

である。

5. あとがき

本論文では、通常走行においてドライバが操舵する際に重視するヨーレートを出力とした自動車の適応操舵系の一設計法を提案した。この方式の特徴は、車速や重量および路面の状態などによる動特性の変化にかかわらずヨーレート特性を改善するために新しく電子制御による後輪舵角を付加したことおよび制御理論的には、本来系がもっている事前情報として役に立つ物理的性質を最大限に活用するとともに調整則として収束特性の良い離散時間形式を用いるハイブリッド方式を採用した点にある。

本研究では、まず適応操舵系に関する設計理論を与え、つぎに車両実験を行った。実際の制御系の構成にあたっては日本の代表的な道路における実走行時のヨー角速度および操舵角のパワースペクトル密度を測定し、フィルタの cut-off 周波数を 3 Hz 以下に設定した。また、パラメータ変動などが操安性に与える影響が大きいことを示し、テストコースの実走行のデータによるパラメータ同定を行い、ノミナルな系との比較において良好な結果を得た。また、この系に対して得た同定値をコントロール・ゲインとして用いたときのシミュレーションを実行し閉ループ系においても良好な結果が得られた。

今後の課題としては、ドライバが重視する量の一つである緊急回避時の横加速度の適応系の設計である。この系は不安定な伝達零点をもつので適応極配置方式になるが、特に安定性ばかりでなく性能向上も考慮した適応制御系の構成法が必要と思われる。

参考文献

- 1) 中谷, 小口: 四輪操舵車の特性とその将来, 自動車技術, 39-1, 58/65 (1985)
- 2) 金沢, 古谷: 四輪操舵車による車両運動性能の向上, 自動車技術, 39-3, 266/274 (1985)
- 3) 松下, 柚原: 大型車のモデリングと適応操舵系による操縦性・安定性の改善について, 自動車技術論文集, 31, 123/131 (1985)
- 4) 計測自動制御学会編: 自動制御ハンドブック (基礎編, Ⅲ部3章), オーム社 (1983)
- 5) G.C. Goodwin and K.S. Sin: Adaptive Filtering Prediction and Control, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey (1984)
- 6) 永井正夫: 適応操舵による人間-自動車系の閉ループ特性の解析と評価, 学術講演会前刷集 861 (自動車技術会), 127/132 (1986)

Fig. 7 Input-output responses of the controlled system with estimated parameters