D 304 横方向速度計測を用いない適応車線追従制御

Adaptive Lane Keeping Control of Vehicles Without Measurement of Lateral Velocity

○石橋 勇希 (九工大), 卓 錦辛 (九工大), 和田 秀樹 (新日非), 正 大屋 勝敬 (九工大)

Yuki ISHIBASHI, Kyushu Institute of Technology, 1-1, Sensui, Tobata, Kitakyushu, Fukuoka 804-8550

Jinxin ZHUO, Kyushu Institute of Technology, 1-1, Sensui, Tobata, Kitakyushu, Fukuoka 804-8550

Hideki WADA, Shin Nippon Nondestructive Inspection Co., 4-10-13, Ibori, Kokurakita, Kitakyushu Fukuoka 803-8517

Masahiro OYA, Kyushu Institute of Technology, 1-1, Sensui, Tobata, Kitakyushu, Fukuoka 804-8550

Abstract: In this paper, we propose an adaptive lane keeping controller using the front and rear wheel steering. The developed controller does not require any accurate knowledge of all vehicle parameters, the accurate knowledge of the road curvatures and measurements of the lateral velocity.

Key Words: Adaptive control, Lateral velocity, Lane keeping, Vehicles.

1. 緒言

高速道路を走行する車両の操縦安定性を向上させるため、車線追従制御に注目が集まっている。車両を車線に追従させるためには、車両と車線との相対距離及び相対ヨー角の両方を零とすることが必要である。車線追従制御において、車両が車線に追従するまでの過渡特性も改善されるべきものと考えられる。これまで、前輪操舵のみを用いた車線追従制御法が数多く開発されてきた⁽¹⁾⁽²⁾。しかしながら、前輪操舵ただ一つを入力として用いる場合、相対距離と相対ヨー角の両方に対して良い過渡特性を実現することは困難である。この問題を解決するために、例えば車両の前後輪操舵のように二つの入力を用いる必要がある。

近い将来、ステアバイワイヤ技術⁽³⁾を用いて前後輪操舵が容易に実現できるものと予想される。この事実に基づき、車両の前後輪操舵を用いた制御手法⁽⁴⁾⁽⁵⁾が開発されてきた。これらの手法では、相対距離と相対ヨー角だけでなく、車両の進行方向速度、横方向速度、ヨーレートの計測が必要となる。一般に車両の進行方向速度およびヨーレートは安価な計測器を用いて高精度の計測が可能である。しかし、車両の横方向速度に関して高精度な計測は非常に困難である。

本稿では、車両の横方向速度計測を用いない適応車線追従制御法を提案する。まず、車両の横方向速度計測を用いない適応車線追従コントローラの開発に適した車両と車線との追従誤差法提起し表現を提案する。そして、車両の横方向速度を最小次元オブザーバの概念を用いて推定する手法を提案する。

2. 運動方程式

Fig.1 に前後輪操舵型車両のモデルを示す。また、Table1 に、本稿で使用する記号の意味を示す。高速道路では車線の曲率が小さいので、車両と車線との相対ヨー角、車両の横滑り角及びステアリング角のすべてが小さいと仮定する。このとき、運動方程式は次のようになる。ここでの $u(t)$ は制御入力を示し、各要素は前後輪の操舵角である。

$$\dot{x}(t) = v_x(t)c_x b_x^T x(t) + (H_p^T)^{-1} z(t) - b_x v_x(t)\rho(t) \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{z}(t) &= -v_x(t)^{-1} A_z(t) z(t) + Q K u(t) \\ A_z(t) &= v_x(t)^2 A_{z1} + Q K \\ A_{z1} &= H_{pj}^T c_x b_x^T (H_{pj}^{-1})^T, Q = H_{pj}^T M^{-1} H_{pj} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} x(t)^T &= [y_r(t) \quad \varepsilon_r(t)]^T, u(t)^T = [u_f(t) \quad u_r(t)]^T \\ q_c(t)^T &= [v_c(t) \quad \dot{\varepsilon}_c(t)]^T, q_p(t)^T = [v_p(t) \quad \dot{\varepsilon}_p(t)]^T \\ z(t) &= H_{pj}^T q_c(t) = H_p^T q_p(t) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Table 1 記号の説明

P, P _c	reference point, center of curvature
C.G.	center of gravity of vehicle
y _r	relative lateral distance between P and target lane
ε _d	yaw angle of target lane
ε	yaw angle of vehicle
ε _r	relative yaw angle between ε _d and ε (ε _r = ε _d - ε)
ρ	curvature of target lane
v _x	longitudinal velocity
v _p , v _c	lateral velocity of vehicle at P and C.G.
m, i _c	vehicle mass and moment of inertia around C.G.
l _f , l _r	distances from P to front wheel and rear wheel
k _f , k _r	front and rear cornering stiffness
h	distance between P and C.G.
u _f , u _r	front and rear wheel steering angle

Fig. 1 前後輪操舵型車両

$$\left. \begin{aligned} H_{pj} &= (J^{-1})^T H_p \\ H_p &= \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ l_f & -l_r \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 1 & h \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ M &= \text{diag} [m \quad i_c], K = \text{diag} [k_f \quad k_r] \\ c_x^T &= [1 \quad 0], b_x^T = [0 \quad 1] \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

ここでの制御目的は、車両と車線との相対距離および相対ヨー角を含む相対状態 $x(t)$ を零に収束させる適応車線追従コントローラを開発することである。この制御目的を達成するため、制御対象に対し次の仮定を設ける。

- A1 車両パラメータ m, i_c, k_f, k_r, h は未知である。しかし、 m, i_c, k_f, k_r は零より大きい。
 A2 参照点から前輪、後輪までの距離 l_f, l_r は既知である。
 A3 進行方向速度 $v_x(t)$ 、進行方向加速度 $\dot{v}_x(t)$ 、相対距離 $y_r(t)$ 、相対ヨー角 $\varepsilon_r(t)$ 、ヨーレート $\dot{\varepsilon}(t)$ は計測できる信号である。
 A4 $\bar{\rho}_{mic} \geq \frac{m}{i_c}$ となるような $\bar{\rho}_{mic}$ が存在する。
 A5 $\bar{v}_x \geq v_x(t) \geq \underline{v}_x > 0$ となるような速度の下限 $\underline{v}_x$ 上限 $\bar{v}_x$ が存在する。また、 $\bar{\rho}_v \geq |\dot{v}_x(t)|$ となる曲率の上限 $\bar{\rho}_v$ が存在する。
 A6 目標車線の曲率 $\rho(t)$ は未知であるが、有界である。
 A7 初期状態 $\|x(0)\|, \|q_p(0)\|$ は有界である。

一般的に、適応車線追従コントローラは (2) に基づいて設計される。このとき、利用可能な信号ベクトル (以下、リグレッサベクトルと呼ぶ) に計測されていない車両の横方向速度が含まれる。本稿では、横方向速度計測を用いないことを前提としているため、従来のリグレッサベクトルを用いることができない。そこで、車両の横方向速度を含まないリグレッサベクトルを用いた車両の運動方程式表現を提案する。すなわち

$$R(t)(v_x(t)pI_2 + A_z(t))[z(t)] + F(t)z(t) = (p + q_z)[(v_x(t)pI_2 + A_z(t) - B(p))[z(t)]] \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} R(t) &= v_x(t)^{-1}Q_{kd}, Q_{kd} = QK - d_zI_2 \\ B(p) &= v_x(t)pI_2 + v_x(t)^2A_{z1} + d_zI_2 \\ F(t) &= -R(t)A_z(t) + q_zQ_{kd} \\ &= Q_{kd}(G_1(t) - v_x(t)^{-1}QK) \\ G_1(t) &= q_zI_2 - v_x(t)A_{z1} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

の関係を用いて (2) を変形することにより次の補助定理を得る。なお、 p は微分演算子を示しており、 d_z, q_z は正の設計パラメータを示している。また、 I_2 は二次の単位行列を示している。

補助定理 車両の運動方程式 (2) の第一式は次のように変形できる。

$$\dot{z}(t) = -\frac{d_z}{v_x(t)}z(t) - v_x(t)A_{z1}z(t) + QK(u(t) - \Theta\xi_z(t) - \omega_z(t)) \quad (7)$$

$$\Theta = \begin{bmatrix} 0 & c_x^T \phi & \theta_{z1}^T \\ 0 & b_x^T \phi & \theta_{z2}^T \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \theta_{z1}^T \\ \theta_{z2}^T \end{bmatrix} = [QK(QK)^{-1}] \quad (8)$$

$$\phi = (QK)^{-1}[Q_{kd}z(0) - F(0)H_p^T c_x c_x^T x(0)]$$

$$\xi_z(t) = \xi_{z1}(t) + \xi_{z2}(t)c_x^T x(t) \quad (9)$$

$$\left. \begin{aligned} \xi_{z1}(t)^T &= \frac{1}{v_x(t)} \begin{bmatrix} v_x(t) & e^{-q_z t} & f_1(t) & f_2(t) \end{bmatrix} \\ f_1(t) &= \int_0^t e^{-q_z(t-\tau)} f_{11}(\tau)^T d\tau \\ f_{11}(t) &= u(t) - v_x(t)^{-1}g_{\varepsilon x}(t) + g_2(t)g_x(t) \\ f_2(t) &= \int_0^t e^{-q_z(t-\tau)} f_{21}(\tau)^T d\tau \\ f_{21}(t) &= d_z G_1(t)(q_z g_x(t) - g_{\varepsilon x}(t)) \\ g_x(t) &= H_p^T c_x c_x^T x(t) \\ g_{\varepsilon x}(t) &= H_p^T (b_x \dot{\varepsilon}(t) - v_x(t)c_x b_x^T x(t)) \\ \xi_{z2}(t)^T &= \frac{1}{v_x(t)^2} \begin{bmatrix} f_{\xi 21}^T & f_{\xi 22}^T & f_{\xi 23}^T(t) \end{bmatrix} \\ f_{\xi 21} &= 0 \times c_x \\ f_{\xi 22} &= H_p^T c_x \\ f_{\xi 23}(t) &= d_z v_x(t)G_1(t)H_p^T c_x \\ \omega_z(t) &= \frac{1}{v_x(t)}G_3(t)g_x(t) + \frac{e^{-q_z t}}{v_x(t)} \int_0^t f_z(\tau)d\tau \\ f_z(t) &= e^{q_z t}[-d_z u(t) + G_3(t)g_{\varepsilon x}(t) - e^{q_z t}[(d_z g_2(t)I_2 + q_z G_1(t))g_x(t)]] \\ g_2(t) &= q_z v_x(t)^{-1} - v_x(t)v_x(t)^2 \\ G_3(t) &= G_1(t) + d_z v_x(t)^{-1}I_2 \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

ここで、 $\Theta \in R^{2 \times 6}$ は未知定数行列を示し、 $\xi_z(t) \in R^6$ および $\omega_z(t) \in R^2$ は既知信号ベクトルを示している。

補助定理の証明 紙面の都合により省略する。

導出されたリグレッサベクトル $\xi_x(t)$ 並びに $\omega_z(t)$ には横方向速度は含まれていない。また、リグレッサベクトル $\xi_x(t)$ に含まれるベクトル $\xi_{zi}(t), (i = 1, 2)$ の一回微分が利用可能であるといった特徴もある。この特徴ならびに

$$\left. \begin{aligned} z(t) &= H_p^T [c_x c_x^T + b_x b_x^T] (H_p^T)^{-1} z(t) \\ &= H_p^T c_x c_x^T (H_p^T)^{-1} z(t) + H_p^T b_x \dot{\varepsilon}(t) \\ &= H_p^T c_x c_x^T [\dot{x}(t) - v_x(t)c_x b_x^T x(t) + H_p^T b_x \dot{\varepsilon}(t)] \\ &= \dot{g}_x(t) + g_{\varepsilon x}(t) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

を用いて第 5 節で適応コントローラを開発する。

3. 車線の曲率推定

車両を車線に追従させるためには車線の曲率を計測する必要がある。しかしながら、走行中の車両から車線の曲率を計測することは困難である。そこで、運動方程式をもとに曲率の推定を行う。(1) および $b_x^T (H_p^T)^{-1} z(t) = \dot{\varepsilon}(t)$ より $v_x(t)^{-1} b_x^T x(t)$ の微分は次式となる。

$$\frac{dv_x(t)^{-1} b_x^T x(t)}{dt} = v_x(t)^{-1} \dot{\varepsilon}(t) - \rho(t) - v_x(t)^{-2} \dot{v}_x(t) b_x^T x(t) \quad (12)$$

このことを考慮に入れ、進行方向速度 $v_x(t)$ と車線の曲率 $\rho(t)$ の積 $\rho_v(t) = v_x(t)\rho(t)$ の推定信号 $\hat{\rho}_v(t)$ を次式で与える。

$$\left. \begin{aligned} \mathcal{L}[\hat{\rho}_v(t)] &= \frac{-\omega_n}{s + \omega_n} \mathcal{L}[v_x(t)\hat{\rho}(t)] \\ \mathcal{L}[\hat{\rho}(t)] &= \frac{-\omega_n^2}{s^2 + 2\omega_n \zeta s + \omega_n^2} \left\{ s \mathcal{L}[v_x(t)^{-1} b_x^T x(t)] \right. \\ &\quad \left. - \mathcal{L}[v_x(t)^{-1} \dot{\varepsilon}(t) - v_x(t)^{-2} \dot{v}_x(t) b_x^T x(t)] \right. \\ &\quad \left. - v_x(0)^{-1} b_x^T x(0) \right\} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

ここで、 ω_n および ζ は設計パラメータである。

4. 過渡特性の設計と追従誤差方程式

高速道路を走行する場合、車線追従性能だけでなく、相対変位ベクトル $x(t)$ の過渡特性も考慮する必要がある。過渡特性を考慮するために、新たな信号 $z_x(t)$ を次のように与える。

$$\left. \begin{aligned} \ddot{z}_x(t) &= -D_1 \dot{x}(t) - D_2 z_x(t) - D_3 \dot{z}_x(t) \\ D_i &= \text{diag}[d_{i1} \quad d_{i2}] \\ z_x(0) &= \dot{z}_x(0) = [0 \quad 0]^T \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

ここで、 $d_{i1}, d_{i2}, (i = 1, 2, 3)$ は $x(t)$ の過渡特性を設定するための設計パラメータである。新たに状態 $\eta(t)$ を $\eta(t)^T = [x(t)^T \quad z_x(t)^T \quad \dot{z}_x(t)^T]$ と定義すれば、 $\eta(t)$ に関する状態方程式は、

$$\left. \begin{aligned} \dot{\eta}(t) &= A_\eta(t)\eta(t) + C_\eta [(H_p^T)^{-1} z(t) - b_x v_x(t)\rho(t)] \\ A_{\eta a}(t) &= \begin{bmatrix} v_x(t)c_x b_x^T & 0 \times I_2 & 0 \times I_2 \\ 0 \times I_2 & 0 \times I_2 & I_2 \\ -D_1 & -D_2 & -D_3 \end{bmatrix} \in R^{6 \times 6} \\ C_\eta &= [I_2 \quad 0 \times I_2 \quad 0 \times I_2] \in R^{2 \times 6} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

となる。ここで、状態 $z(t)$ の理想信号 $z_d(t) = H_p^T [b_x \hat{\rho}_v(t) + z_x(t)]$ を用いて誤差信号 $z_e(t)$ を $z_e(t) = z(t) - z_d(t)$ と定義する。そして、曲率の推定信号を $\hat{\rho}_v(t) = v_x(t)\rho(t) - \hat{\rho}_v(t)$ と定義すれば、 $\eta(t)$ に関する状態方程式は次

式となる。

$$\begin{aligned} \dot{\eta}(t) &= A_{\eta}(t)\eta(t) + C_{\eta} \left[(H_p^T)^{-1} z_e(t) - b_x \bar{p}_v(t) \right] \\ A_{\eta}(t) &= \begin{bmatrix} v_x(t)c_x b_x^T & I_2 & 0 \times I_2 \\ 0 \times I_2 & 0 \times I_2 & I_2 \\ -D_1 & -D_2 & -D_3 \end{bmatrix} \in R^{6 \times 6} \end{aligned} \quad (16)$$

システム行列 $A_{\eta}(t)$ を漸近安定化する設計パラメータ $D_i (i = 1, 2)$ を設定したとき、誤差信号 $z_e(t)$ が零に収束すれば設計目的が達成できる。設計パラメータ D_i は車両の過渡特性を設計するための設計パラメータである。

5. 適応コントローラの開発

誤差信号 $z_e(t)$ に関する誤差システムは次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \dot{z}_e(t) &= A_e(t)z_e(t) + QK(u(t) - \Theta\xi(t) - \omega_z(t)) \\ A_e(t) &= -\frac{d_z}{v_x(t)}I_2 - v_x(t)A_{z1} \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \xi(t) &= \xi_1(t) + \xi_2(t)c_x^T x(t), \xi_2(t) = \xi_{z2}(t) \\ \xi_1(t) &= \xi_{z1}(t) + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \xi_e(t)^T \end{bmatrix}^T \\ \xi_e(t) &= -A_e(t)z_d(t) + H_p^T(b_x \dot{p}_v(t) + \dot{z}_x(t)) \end{aligned} \quad (18)$$

ここで d_z は $A_e(t)$ を安定化させるために導入された設計パラメータである。なお、 $\xi_i (i = 1, 2)$ の一階微分は利用可能な信号となる。前節で述べたように、誤差信号 $z_e(t)$ が零に収束すれば設計目的が達成できる。ここでは、誤差信号 $z_e(t)$ が零に収束する適応コントローラを開発する。設計パラメータ d_z が $d_z \geq \frac{\bar{v}_x^2}{2} \sqrt{\bar{\rho}_{mic}} + \bar{v}_x$ を満足するとき、システム行列 $A_e(t)$ は漸近安定となる。このことを考慮に入れ、適応入力を

$$u(t) = \hat{\Theta}(t)\xi(t) + \omega_z(t) \quad (19)$$

の形で生成することを考える。ここで $\hat{\Theta}(t)$ は未知パラメータ行列 Θ の推定行列を示している。未知パラメータを

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\Theta}}(t) &= -\delta(t)\bar{z}_e(t)\xi(t)^T \Gamma \\ \delta(t) &= \frac{\alpha^3}{1 + \alpha^3 e^{-\alpha^2 t}}, \alpha > 0 \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \dot{\bar{z}}_e(t) &= A_e(t)\bar{z}_e(t) + \alpha^2 \bar{z}_e(t) \\ \dot{\bar{z}}_e(t) &= -\alpha^2 \bar{z}_e(t) + A_e(t)\bar{z}_e(t) - QK\hat{\Theta}(t)\xi(t) \\ \bar{z}_e(t) &= z_e(t) - \hat{z}_e(t) \\ \bar{z}_e(0) &= H_p^T \begin{bmatrix} v_p(0) & 0 \end{bmatrix}^T, \bar{\Theta}(t) = \Theta - \hat{\Theta}(t) \\ \hat{z}_e(0) &= H_p^T \begin{bmatrix} 0 & \dot{e}(0) \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (21)$$

と推定することができれば制御システムの安定性を保証することができる。設計パラメータ $\Gamma \in R^{6 \times 6}$ は正定行列であり、 α は制御システムの制御性能を改善するために導入した設計パラメータである。 $\bar{u}$ は初期の操舵角を設定するために導入した設計パラメータであり、 $\delta(t)$ は推定ゲイン α を大きく設定した際に初期振動を抑える目的で設けた時変ゲインである。しかし、推定器 (21)(22) には計測していない車両の横方向速度を含む項 $b_x^T z_e(t)$ が含まれているため、推定行列 $\hat{\Theta}(t)$ を推定器 (21)(22) を用いて生成することができない。この問題を解決するため、以下の推定器を用いることを提案する。なお、以下の推定器には計測していない車両の横方向速度は含まれていない。

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\Theta}}(t) &= \hat{\Theta}_1(t) - \delta(t)g_x(t)\xi_{\theta}(t)^T \Gamma \\ \dot{\hat{\Theta}}_1(t) &= -\delta(t)(g_{ex}(t) - z_d(t) - \hat{z}_e(t))\xi(t)^T \Gamma \\ &\quad + g_x(t)f_{\hat{\theta}}(t)^T \Gamma \\ f_{\hat{\theta}}(t) &= \delta(t)\xi_1(t) + 0.5\delta(t)\xi_2(t)c_x^T x(t) + \dot{\delta}(t)\xi_{\theta}(t) \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} \hat{z}_e(t) &= \hat{z}_{e1}(t) + \alpha^2 g_x(t) \\ \hat{z}_{e1}(0) &= \alpha^2 g_x(0) + H_p^T \begin{bmatrix} 0 & \dot{e}(0) \end{bmatrix}^T \\ \dot{\hat{z}}_{e1}(t) &= A_e(t)\hat{z}_e(t) + \alpha^2 (g_{ex}(t) - z_d(t) - \hat{z}_e(t)) \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \xi_{\theta}(t) &= \xi_1(t) + 0.5\xi_2(t)c_x^T x(t), \\ \hat{\Theta}_1(0) &= \delta(0)g_x(0)\xi_{\theta}(0)^T \Gamma \\ &\quad - \begin{bmatrix} (\omega_z(0) - \bar{u}) & 0 \times c_x & 0 \times I_2 & 0 \times I_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (24)$$

(22) の第一式を

$$\begin{aligned} g_x(t)\dot{\xi}_{\theta}(t) - g_x(t)(\dot{\xi}_1(t) + 0.5\dot{\xi}_2(t)c_x^T x(t)) \\ = 0.5g_x(t)\xi_2(t)c_x^T \dot{x}(t) \\ = 0.5\dot{g}_x(t)\xi_2(t)c_x^T x(t) \end{aligned} \quad (25)$$

の関係を用いて一階時間微分することにより (20) の関係が導出されることを容易に確かめることができる。同様に、(23) 第一式の両辺を一階時間微分することにより (21) が導出される。従って、(22)(23)(24) の推定器を用いて安定な適応操舵システムが構成できることが分かる。一階時間微分したときに良く用いられている適応推定器となる推定器を設計するために、新たに車両を (7) を用いて表現している。提案する適応制御入力を用いた誤差システム (20)(21) に関し次の定理が成立する。

定理 誤差信号 $z_e(t)$ 、推定誤差信号 $\bar{z}_e(t)$ 、 $\bar{z}_e(t)$ 及び $\hat{\Theta}(t)\xi(t)$ は零に収束する。そして、設計パラメータ α に関し、 $\alpha \geq \underline{\alpha} > 0$ となる定数 $\underline{\alpha}$ が存在するものとし、時刻 t_1 を $t_1 = \alpha^{-2} \ln e^2 \alpha^4 \underline{\alpha}^{-4} > 0$ と与える。 α 以外の設計パラメータを固定した場合に以下の関係を満足する α に無関係に定まる正定値 $\bar{\rho}_{\hat{\Theta}1}, \bar{\rho}_{\hat{\Theta}2}, \bar{\rho}_{\hat{\Theta}3}$ が存在する。

$$\begin{aligned} \|\hat{\Theta}(t)\xi(t)\|^2 &\leq \bar{\rho}_{\hat{\Theta}1} \quad \text{for } 0 \leq t < t_1 \\ \|\hat{\Theta}(t)\xi(t)\|^2 &\leq e^{-\alpha \alpha(t-t_1)} \bar{\rho}_{\hat{\Theta}2} + \alpha^{-1} \bar{\rho}_{\hat{\Theta}3} \quad \text{for } t_1 \leq t \end{aligned} \quad (26)$$

定理の証明 紙面の都合により定理の証明は省略する。

定理より、 α を大きくとれば、 t_1 は単調減少し、 $\lim_{t \rightarrow \infty} t_1 = 0$ となることが分かる。このことより、 $\|\hat{\Theta}(t)\xi(t)\|^2$ は素早く小さな値に到達することが分かる。 $\|\hat{\Theta}(t)\xi(t)\|^2$ が小さくなれば入力 $u(t)$ は理想入力 $u_d(t) = \Theta\xi(t) + \omega_z(t)$ に素早く近づく。

6. シミュレーション

車両のパラメータを文献 (6) の値を用いて、 $m = 1740[\text{kg}]$ 、 $i_c = 3214[\text{kgm}^2]$ 、 $l_f = 1.4[\text{m}]$ 、 $l_r = 1.414[\text{m}]$ 、 $h = 0.342[\text{m}]$ 、 $k_f = 60000[\text{N/rad}]$ 、 $k_r = 1220000[\text{N/rad}]$ と定めた。Fig.2 に目標車線とその時の速度変化を示す。また、初期偏差 $x(0)$ を $x(0) = [0.5 \ 0]^T$ とし、 $z(0) = [0 \ 0]^T$ とした。曲率推定に用いたパラメータは $\omega_n = 20$ 、 $\zeta = 1$ とした。また、過渡特性のパラメータは (19) の特性方程式が $(s + 0.1\beta)^3(s + 0.4\beta)^3$ となるように、次のように設定した。

$$\begin{aligned} d_{11} &= (0.1\beta)^3, d_{21} = 3(0.1\beta)^2, d_{31} = 3(0.1\beta) \\ d_{12} &= (0.4\beta)^3, d_{22} = 3(0.4\beta)^2, d_{32} = 3(0.4\beta) \\ \beta &= 20 \end{aligned} \quad (27)$$

コントローラの設計パラメータは $q_z = 1$ 、 $d_z = 680$ 、 $\Gamma = 2I$ 、 $\bar{u} = [0 \ 0]^T$ と設定した。Fig.4 に (22) の前輪の入力信号 $u_f(t)$ と (22) の代わりにすべて既知信号として与えた前輪の理想入力 $u_{df}(t) = c_x^T [\Theta\xi(t) + \omega_z(t)]$ との差を示す。Fig.4 の (a)(d) では $\alpha^3 = 80$ 、(b)(e) では $\alpha^3 = 120$ 、(c)(f) では $\alpha^3 = 600$ と α の値を設定している。Fig.4 から分かるように α の大きさを大きくすることで (22) の適応コントローラを用いて生成した入力 $u_f(t)$ が理想入力 $u_{df}(t)$ とほとんど一致していることが分かる。

Fig. 2 目標車線と進行方向速度

Fig. 3 相対距離と相対角度

Fig. 4 α を変化させた場合の $u_f(t)$ および $u_{df}(t) - u_f(t)$

次に Fig.3 に車線と車両との相対距離 $y_r(t)$ および相対角度 $\varepsilon_r(t)$ の応答結果を示す。Fig.3 では $\alpha^3 = 600$ と設定している。曲率が変化した場合に車線と車両の相対誤差が大きくなっているが時間が経つに連れ相対距離 $y_r(t)$ および相対角度 $\varepsilon_r(t)$ が零へ収束していることがわかる。すなわち車線追従ができているといえる。

7. 結論

横方向速度 $v_p(t)$ の計測や車両パラメータの情報を必要としない車線追従コントローラを提案した。提案したコントローラを用いることにより進行方向速度 $v_x(t)$ が変化した場合でもよい追従性能が達成できる。また、設計パラメータ α を大きくすることにより、制御性能を向上できることを確認した。

参考文献

- (1) M.S. Netto, S. Chaib, and S. Mammar, Lateral Adaptive Control for Vehicle Lane Keeping, Proceedings of the American Control Conference, Massachusetts, pp.2693-2698, 2004.
- (2) V. Cerone, M. Milanese and D. Tegruto, Combined Automatic Lane-Keeping and Driver's Steering Through a 2-DOF

Control Dstrategy, IEEE Trans. on Control System Technology, Vol. 17-1, pp.135-142, 2009.

- (3) R. Hayama, S. Maeda, S. Kawahara, S. Nakano, and H. Kummamoto, Bilateral Control of Human Machine Interface for Steer-By-Wire System, Proceedings of International Symposium on Advanced Vehicle Control, Kobe, pp.752-757, 2008.
- (4) S.-T. Peng, J.-J. Sheu, and C.-C. Chang, A Control Scheme for Automatic Path Tracking of Vehicles Subject to Wheel Slip Constraint, Proceedings of the American Control Conference, Massachusetts, pp.804-809, 2004.
- (5) S.-T. Peng, C.-C. Hsu, and C.-C. Chang, On a Robust Bounded Control Design of the Combined Wheel Slip for an Autonomous 4WS4WD Ground Vehicle, Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference 2005, Spain, pp.6504-6509, 2005.
- (6) C.Chen, and H.-S. Tan, Experimental Study of Dynamic Look-Ahead Scheme for Vehicle Steering Control, Proceedings of the American Control Conference, Pennsylvania, pp. 31-35, 1998.