

Control basado en PID inteligentes: aplicación al control de crucero de un vehículo a bajas velocidades

Jorge Villagrà, Vicente Milanés, Joshuè Pérez y Teresa de Pedro

Centro de Automática y Robótica, UPM-CSIC, Carretera de Campo Real,
km. 0.200, 28500 La Poveda, Arganda del Rey, Madrid, España (e-mail:
{jorge.villagra,vmilanes,jperez,tere}@car.upm-csic.es)

Resumen: A pesar de sus limitaciones, la técnica de control más utilizada en el mundo industrial sigue siendo todavía hoy el control PID. En este artículo se presenta un nuevo enfoque, el control basado en PID inteligentes (i-PID), que aprovecha las virtudes que han hecho tan popular al PID, mejorando uno de sus puntos débiles: la pérdida de prestaciones en presencia de términos no-lineales o de dinámicas no modeladas. Para ilustrar las características del i-PID, se ha probado su comportamiento en una aplicación real, el control de crucero de un vehículo experimental a bajas velocidades. Copyright © 2010 CEA.

Palabras Clave: Controladores PID, Sistemas de control no lineales, Vehículos autónomos, Control de velocidad.

1. INTRODUCCIÓN

El control no lineal ha progresado sustancialmente en los últimos años gracias, por un lado, a un conjunto de técnicas que empiezan a mostrar signos evidentes de madurez, y por otro lado, al avance indiscutible de las prestaciones en los dispositivos de control.

Sin embargo, y a pesar de sus limitaciones, los sistemas de control basados en PID son todavía hoy los más utilizados en la industria (Aström and Hägglund, 2006). Una de las razones fundamentales para explicar este fenómeno hay que buscarla en la dificultad para encontrar modelos matemáticos precisos de los procesos que se intenta controlar. Además, la complejidad matemática subyacente a algunos algoritmos avanzados de control genera importantes retenciones en el mundo industrial, especialmente en relación al mantenimiento y puesta en marcha de esos sistemas de control.

Con el objetivo de paliar esos inconvenientes aparece recientemente una nueva filosofía de control (Fliess and Join, 2008a) (Fliess and Join, 2009), en la que se sustituye el modelo matemático por ecuaciones diferenciales ultra-locales y fenomenológicas (relacionan de manera genérica entradas y salidas), válidas en pequeños lapsos de tiempo. La ventaja fundamental de este nuevo enfoque (i-PID) es que conserva las bondades de la estructura de un PID, pero incorpora un término “inteligente” que compensa los efectos de las dinámicas no modeladas del sistema (que pueden llegar a ser sistemas de dimensión elevada, con no linealidades importantes).

Otros problemas clásicos asociados a los PID son el cómputo impreciso del error de seguimiento en el que se basan, la degradación del control en presencia de ruidos y las complicaciones asociadas al control integral cuando las acciones de control alcanzan la saturación. Todos estos inconvenientes se intentan resolver de manera sencilla y eficaz, dentro de este

nuevo marco teórico, para su posible integración en sistemas embarcados con altas frecuencias de trabajo.

Como los sistemas de transporte por carretera, altamente no-lineales y con importantes ruidos de medida, se prestan muy bien a esta nueva filosofía, mostramos en este trabajo una aplicación que continúa la línea comenzada en (Villagra *et al.*, 2008).

1.1 Aplicación al control de velocidad

La introducción de sistemas de control en los vehículos es un área fundamental de investigación en las compañías fabricantes de automóviles y de sistemas auxiliares para la automoción. Dicho interés viene motivado por un gran número de estudios (Woll, 1997), que muestran tasas de hasta el 90% de influencia directa humana en los accidentes.

Así, un número importante de sistemas de ayuda a la conducción se ha introducido en el mercado en los últimos años (Onieva *et al.*, 2010; Pérez *et al.*, 2010). En particular con la dinámica longitudinal, se han desarrollado diversos líneas de investigación. Algunos autores se han ocupado de investigar algoritmos de control macroscópicos para guiar un tren de vehículos (e.g. (Lee and Kim, 2002) o (Swaroop *et al.*, 2001)). Más a bajo nivel, diversos trabajos se han interesado por el control de velocidad (o de crucero) adaptativo. Podemos encontrar en este campo implementaciones realizadas mediante sistemas radar (Abou-Jaoude, 2003), sistemas basados en visión (Sotelo *et al.*, 2004) o en GPS (Milanés *et al.*, 2009). Otra aplicación investigada es el denominado Stop-and-go (SG) (Vahidi and Eskandarian, 2003), en el que el vehículo acelera o frena en función de la velocidad y distancia relativas respecto al vehículo que le precede. El control de velocidad clásico (adaptativo o no) difiere del SG en las situaciones en las que se usa. Mientras que el primero se aplica fundamentalmente por encima de los 50 kmh⁻¹, este último está pensado para entornos urbanos.

La dificultad fundamental del control de velocidad reside en la naturaleza altamente no lineal del vehículo a bajas velocidades. Los sistemas comerciales de control de velocidad utilizan generalmente controladores de tipo PID (Ishida *et al.*, 1992). Se han probado algoritmos no lineales basados en *gain scheduling* (Hunt *et al.*, 2000), en modos deslizantes (Liang *et al.*, 2003), en lógica difusa (Lee and Kim, 2002) o en redes neuronales (Fritz, 1996).

Sin embargo, la ausencia de demostraciones experimentales de la robustez y consistencia de estos algoritmos a altas y bajas velocidades es una de las motivación esenciales de este estudio.

La contribución fundamental de este trabajo reside en la utilización de un nuevo enfoque para el control de sistemas no lineales en un caso práctico. La utilidad de esta nueva técnica quedará demostrada no sólo con un análisis en simulación, sino también con una evaluación experimental sobre vehículos, a los que se exigirá prestaciones superiores a las de los turismos comerciales. Además, con el fin de obtener la mayor generalidad posible, se autorizará únicamente el uso del *hardware* de serie que incorpora un vehículo comercial. En este sentido, la ambición del sistema propuesto excede la del control de velocidad clásico puesto que, mientras que en el primero únicamente se utiliza el acelerador, el presente trabajo buscará una combinación inteligente de freno y acelerador.

1.2 Control de velocidad: formulación del problema

Los principales objetivos buscados en este trabajo son los siguientes

- El sistema de control deberá rechazar convenientemente las perturbaciones que aparezcan (inclinación de la carretera, resistencia al avance, ráfagas de viento). Además, sería deseable que el algoritmo de control no dependa sensiblemente de parámetros físicos que, debido al desgaste, puedan variar a lo largo de los años.
- El diseño del controlador debe ser lo más robusto posible a las dinámicas no modeladas o a la imprecisión de las medidas. Esta exigencia es especialmente compleja dada las altas frecuencias que manejan el acelerador (que además introduce tiempos muertos) y el sensor de velocidad.
- El sistema en bucle cerrado deberá responder a los cambios de consigna con una dinámica prefijada en un ancho de banda elevado que garantice respuestas seguras a una gran variedad de situaciones. Así, se exigirá que el control sea robusto a las no linealidades del sistema tanto en primera a bajas velocidades, como a mayor velocidad con marchas más elevada. Sin embargo, puesto que el control a altas velocidades entraña menos dificultades y las posibilidades de experimentación son reducidas en nuestras instalaciones, el estudio se limitará a las bajas velocidades.
- La respuesta del controlador deberá ser lo más suave posible, de tal manera que el confort de los pasajeros quede garantizado. Para tales fines, se impondrá explícitamente en el sistema de control un límite máximo de aceleración longitudinal.

1.3 Estructura del artículo

El resto del artículo se divide como sigue. En la sección 2 se presentan los fundamentos teóricos del i-PID y un algoritmo para la transformación de los cambios de consigna en trayectorias con ciertas propiedades de regularidad. Posteriormente,

se detalla el modelo de vehículo utilizado y se describe la adaptación del i-PID al control de velocidad. La sección 4 se dedicará a la simulación del algoritmo anteriormente descrito en un conjunto variado de situaciones. En la sección quinta se realizará una breve descripción del prototipo usado en la fase de experimentación y se mostrarán los resultados obtenidos en pista. Finalmente, la sección 6 recoge las conclusiones y perspectivas de este trabajo.

2. CONTROL BASADO EN PID INTELIGENTES

Tal y como se indicó en la introducción, el i-PID es un controlador proporcional integral derivativo que incorpora un termino en cierto modo inteligente. Es conveniente aclarar que la noción de inteligencia usada aquí no está relacionada con las técnicas de inteligencia artificial, sino más bien con la capacidad de completar lo que un regulador lineal no puede hacer. Para conseguir tal propósito, se introducirá un término complementario al PID, que permitirá compensar los efectos de perturbaciones y/o dinámicas no modeladas. Esta modificación del PID clásico consigue, a través de una identificación local entrada/salida, y de manera transparente para el diseñador, una compensación “inteligente” de todos esos efectos perturbadores.

En esa misma línea, en lugar de obtener un modelo exhaustivo de la dinámica longitudinal de un vehículo, se aprovechará alguna característica básica, conocida o impuesta, para realizar una buena planificación de trayectorias, y en consecuencia, un control mas preciso y eficiente. Así por ejemplo, un estudio experimental sobre el confort de nuestro propio coche se utilizará para planificar trayectorias de referencia que permitan un cambio de consigna ajustado a las posibilidades del vehículo. Esto implicará que la pendiente en esa transición no será nunca mayor que la aceleración máxima de confort considerada.

2.1 Fundamentos teóricos del i-PID

Considérese un sistema no-lineal de dimensión finita

$$\Phi(t, y, \dot{y}, \dots, y^{(\iota)}, u, \dot{u}, \dots, u^{(\kappa)}) = 0, \quad \iota, \kappa \in \mathbb{N} \quad (1)$$

donde Φ es una función suficientemente derivable con respecto a sus argumentos ($\exists \mu, 0 < \mu \leq \iota, \frac{\partial \Phi}{\partial y^{(\mu)}} \neq 0$). El teorema de la función implícita permite escribir (1) como

$$y^{(\mu)} = \Upsilon(t, y, \dot{y}, \dots, y^{(\mu-1)}, y^{(\mu+1)}, \dots, y^{(\iota)}, u, \dot{u}, \dots, u^{(\kappa)})$$

donde, si se introduce el cambio de variables $\Upsilon = F + \alpha u$, se obtiene

$$y^{(\mu)} = F + \alpha u \quad (2)$$

siendo $\alpha \in \mathbb{R}$ y $\mu \in \mathbb{N}$ dos parámetros constantes, no necesariamente ligados a una magnitud física, cuya elección ha de tener en cuenta que

- μ es un entero (generalmente 1 o 2), que puede representar el orden del sistema, pero no necesariamente.
- α debe permitir que F y αu sean del mismo orden de magnitud.

El termino F , que juega el rol de un identificador no-lineal de tipo caja negra (Fliess *et al.*, 2006), se obtiene en función del valor de la entrada en el instante precedente $u(t_k)$ y de la estimación de la μ -ésima derivada de la salida $[y^{(\mu)}(t_k)]_e$:

$$F(t_k) = [y^{(\mu)}(t_k)]_e - \alpha u(t_{k-1}) \quad (3)$$

Es importante resaltar que este término será el que compensará todas las perturbaciones o dinámicas no modeladas del sistema que se presentan en la sección 3, y que no son sencillas de identificar individualmente en tiempo real (Kiencke and Nielsen, 2005).

Conviene también aclarar que para que esta estrategia de control sea implantada satisfactoriamente es necesario disponer de herramientas de derivación robustas al ruido de las señales medidas. Aunque la literatura en este campo es extensa (Fliess and Join, 2008b), una nueva técnica de naturaleza algebraica (Mboup *et al.*, 2009) se ha utilizado para este trabajo.

Finalmente, si se considera el caso más sencillo ($\mu = 1$), se invierte (2) y se acopla a un controlador PI estándar con anti-saturación (*anti windup*), la ley de control resultante tendrá la forma

$$u = \frac{1}{\alpha} (\dot{y}_r - F) + K_P e + K_I \int (e + K_a u_s) dt, e = y - y_r \quad (4)$$

donde $K_P, K_I \in \mathbb{R}^+$ son las constantes de un PI sintonizado de manera clásica (cf. e.g. (Aström and Häggglund, 2006)), K_a la constante de anti-saturación, $u_s = u - u_{sat}$ el error debido a la saturación, y la variable y_r es la trayectoria de referencia. Conviene resaltar que se utiliza un PI y no un PID para poder comparar resultados con el trabajo introductorio de Aström and Häggglund (2006).

Obsérvese que puesto que el esquema aquí planteado está destinado a resolver un problema de seguimiento (*tracking*) mas que de estabilización, las trayectorias de referencia deberán ser continua al menos en su primera derivada (véase \dot{y}_r en (4)).

El carácter local de (2) implica que el modelo es valido únicamente en un corto periodo de tiempo (el periodo de muestreo). Si la frecuencia de muestreo es suficientemente elevada con respecto a la constante de tiempo del sistema, el modelo (2) representa con precisión la dinámica del sistema, y como consecuencia, el comportamiento del sistema en bucle cerrado (2)-(4) queda caracterizado por $\dot{e} + K_p e + K_i \int e = 0$, donde los parámetros K_p y K_i pueden ajustarse con cualquiera de los métodos clásicos de control lineal. Obsérvese también que la parte derivativa del PID no se utiliza en esta aplicación porque, tal y como se acaba de mostrar, la dinámica del error se puede regular sin necesidad de recurrir a ella.

Observación 1. La constante de tiempo obtenida en (Aström and Häggglund, 2006) para un vehículo similar al nuestro es sensiblemente menor ($\tau = 0,008s$) que el periodo de muestreo utilizado en este estudio $T_s = 0,04s$.

2.2 Generación en línea de trayectorias

Es común en control predictivo o adaptativo buscar un modelo preciso del vehículo para utilizar técnicas que, basada en ese modelo, optimicen la acción de control o busquen adaptarlo a cada situación. El paradigma presentado aquí busca definir una trayectoria de referencia acorde a la dinámica del sistema, para que las correcciones del controlador no sobrepasen los límites de saturación y, en todo caso, estén basadas en el menor numero posible de parámetros (α, K_p, K_i).

La mayor parte de las técnicas de generación de trayectorias suaves -con velocidad y aceleración continuas- tienen un alto coste computacional para poderlas utilizar en aplicaciones en las que las referencias varían dinámicamente. Sin embargo, el

trabajo de (Liu, 2002) no sólo permite la obtención de trayectorias óptimas con restricciones de velocidad, aceleración y tirón (*jerk*), que sean implementables en tiempo real, sino que además proporciona la posibilidad de regenerar esas trayectorias sobre la marcha teniendo en cuenta el movimiento del vehículo y una nueva consigna. Gracias al algoritmo que se resume a continuación, se podrán transformar en tiempo real los escalones de cambio de consigna en trayectorias suavizadas.

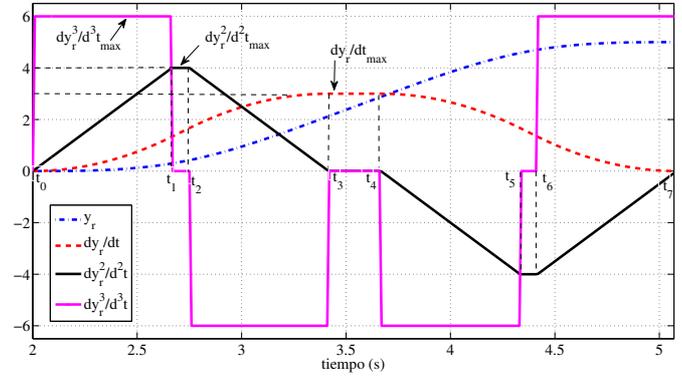


Figura 1. Intervalos de una trayectoria genérica suavizada.

La trayectoria se dividirá en 7 intervalos $[t_{i-1}, t_i], i = 1 \dots 7$ (ver figura 1) definidos de la siguiente manera

$$\ddot{y}_r(t) = \begin{cases} \ddot{y}_{r_{max}}, & t \in [t_0, t_1] \vee t \in [t_6, t_7] \\ 0, & t \in [t_1, t_2] \vee t \in [t_3, t_4] \vee t \in [t_5, t_6] \\ -\ddot{y}_{r_{max}}, & t \in [t_2, t_3] \vee t \in [t_4, t_5] \end{cases}$$

$$\ddot{y}_r(t) = \ddot{y}_r(t_{i-1}) + \ddot{y}_r(t)(t - t_{i-1})$$

$$\dot{y}_r(t) = \dot{y}_r(t_{i-1}) + \ddot{y}_r(t_{i-1})(t - t_{i-1}) + \frac{1}{2} \ddot{y}_r(t)(t - t_{i-1})^2$$

$$y(t) = y(t_{i-1}) + \dot{y}_r(t_{i-1})(t - t_{i-1}) + \frac{1}{2!} \ddot{y}_r(t_{i-1})(t - t_{i-1})^2 + \frac{1}{3!} \ddot{y}_r(t)(t - t_{i-1})^3$$

Las velocidades, aceleraciones y tirones en cada uno de los tramos serán función de las condiciones iniciales ($\dot{y}_r(t_0) = \dot{y}_{r_0}, \ddot{y}_r(t_0) = \ddot{y}_{r_0}, y_r(t_0) = y_{r_0}$), finales ($\dot{y}_r(t_7) = \dot{y}_{r_e}, \ddot{y}_r(t_7) = \ddot{y}_{r_e}, y_r(t_7) = y_{r_e}$) y de las restricciones ($|\ddot{y}_r(t)| \leq \ddot{y}_{r_{max}}, |\dot{y}_r(t)| \leq \dot{y}_{r_{max}}$).

Siguiendo el análisis propuesto por (Liu, 2002), se han contemplado 4 tipos de situaciones: el caso general en el que tanto la velocidad máxima como la aceleración máxima se alcanzan; un segundo en el que la amplitud de escalón no es suficiente para alcanzar la velocidad máxima (y en consecuencia el intervalo $[t_3, t_4]$ desaparece); un tercero en el que se consigue llegar a la velocidad máxima, pero no a la aceleración máxima; y por último, la situación en que las exigencias de las derivadas sucesivas hacen que ni la aceleración ni la velocidad máxima se alcancen.

En la figura 2 se muestran 4 cambios de consigna que representan cada uno de los casos citados. En el gráfico de la izquierda se observa el aspecto del escalón suavizado obtenido en cada situación. En la gráfica de la derecha se puede ver la representación de cada una de esas trayectorias en el espacio velocidad-aceleración ($\dot{y}-\ddot{y}$). Se puede confirmar así la existencia de una curva que alcanza velocidad y aceleración máximas

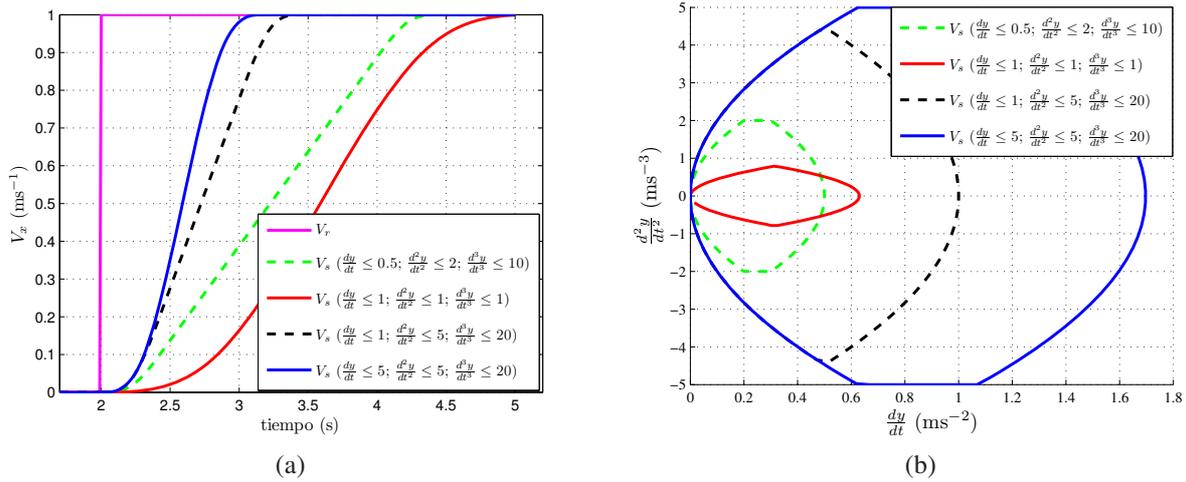


Figura 2. Dominios de validez para la generación en línea de trayectorias suaves. (a) Representación temporal de los 4 casos posibles con la misma amplitud de escalón (b) Representación en el espacio \dot{y} - \ddot{y} de los 4 casos posibles con la misma amplitud de escalón.

(trazo verde discontinuo), otra en la que solo se llega a la aceleración máxima (azul continuo), una tercera únicamente con velocidad máxima (negro discontinuo) y una última en la que no se consiguen ni aceleración ni velocidad máximas (rojo continuo).

Se obtiene en conclusión un generador de trayectorias en tiempo real que puede adaptarse a la dinámica del sistema con una gran versatilidad (ver (Liu, 2002) o (Broquère *et al.*, 2008) para más detalles).

3. APLICACIÓN A LA DINÁMICA LONGITUDINAL DE UN VEHÍCULO

Aplicando el Principio fundamental de la dinámica al eje longitudinal de un vehículo que circula en línea recta se obtiene (Rajamani, 2005)

$$M\dot{V}_x = F_{x_f} + F_{x_r} - F_a - R_{x_f} - R_{x_r} - Mg \sin \theta \quad (5)$$

donde M es la masa del automóvil, V_x es la velocidad longitudinal, F_{x_f} , F_{x_r} son respectivamente las fuerzas generadas por los neumáticos delanteros y traseros, R_{x_f} y R_{x_r} son las fuerza de resistencia al avance en los neumáticos delanteros y traseros, θ es el ángulo de inclinación de la carretera, y F_a es la fuerza de resistencia aerodinámica.

La resistencia al avance se modela habitualmente (Rajamani, 2005) como una función lineal variante en el tiempo de la carga sobre cada rueda, i.e. $R_x = k_r F_z$, siendo k_r el coeficiente de resistencia al avance (considerado constante en este estudio) y F_z la carga normal del vehículo.

Las fuerzas aerodinámicas se pueden escribir como

$$F_a = \frac{1}{2} \rho C_d A (V_x + V_w)^2$$

donde ρ es la densidad del aire, C_d el coeficiente de resistencia aerodinámica, A el área frontal del vehículo y V_w la velocidad del viento. En las simulaciones y experimentos realizados para este trabajo, la velocidad del vehículo no alcanza nunca valores importantes, con lo que si la fuerza del viento es leve, la influencia de este término es despreciable. En este sentido, cabe destacar que un sistema de Stop & Go que compensa fuertes ráfagas de vientos a altas velocidades ha sido desarrollado

recientemente con una técnica de control similar a la presentada en este artículo (Villagrà *et al.*, 2009).

Finalmente, se utilizará el modelo de neumáticos de Pacejka (Pacejka and Bakker, 2004) para simular el comportamiento de la interacción entre el neumático y la carretera. Las fuerzas modeladas dependen de múltiples factores, pero esencialmente del deslizamiento y de la fuerza normal a las ruedas. Estos esfuerzos normales se obtendrán de la manera mas realista posible con un simulador del vehículo de 10 grados de libertad (6 para el chasis y 1 para cada conjunto suspensión-rueda).

Considérese la dinámica de rotación de las ruedas

$$I\dot{\omega} = -rF_x + \tau_{e_i} - \tau_{b_i} \quad (6)$$

donde I es el momento de inercia de la rueda con respecto a sus eje de rotación, $\dot{\omega}$ la velocidad angular de la rueda, r el radio del neumático, τ_{e_i} el par motor aplicado a cada una de las ruedas, y τ_{b_i} el par que recibe cada rueda del sistema de freno, considerando que ambos se aplican sobre el centro de la rueda.

El par motor τ_e se puede expresar en función de la apertura de la mariposa u_e según la siguiente expresión (Aström and Hägglund, 2006)

$$\tau_e = nu_e \tau_m \left(1 - \beta \left(\frac{\omega}{\omega_m} - 1 \right)^2 \right)$$

donde ω es la velocidad de giro del motor, n el factor de reducción, β es un factor de corrección del par motor y el máximo par τ_m se obtiene a la velocidad del motor ω_m .

La dinámica entre la variable de control u_b y el par de los frenos τ_b se puede aproximar a un sistema lineal de segundo orden (Choi *et al.*, 2009)

$$\tau_b(s) = \frac{K_b}{s^2 + 2\eta_b \omega_b s + \omega_b^2} u_b(s)$$

siendo K_b , η_b y ω_b la ganancia estática, el factor de amortiguamiento y la frecuencia natural, respectivamente. No obstante, conviene señalar que al ser la dinámica del freno mucho más rápida que la del coche, apenas se producen errores si se aproxima por una relación algebraica (Milanés *et al.*, 2009).

Si se combina la suma de la dinámica (6) de las 4 ruedas y la de la ecuación (5), se puede escribir una relación diferencial entre

Figura 3. Esquema de un i-PI aplicado al control de velocidad de un vehículo.

la velocidad del vehículo y los pares motor o freno aplicados al mismo

$$\dot{V}_x = \frac{1}{Mr} \left(\tau_g - \sum_{i=1}^4 I_i \dot{\omega}_i + G(t) \right), \quad (7)$$

$$G(t) = r (F_a - R_{x_f} - R_{x_r} - Mg \sin \theta)$$

siendo $\tau_g = \sum_{i=1}^4 \tau_{e_i} - \tau_{b_i}$ el par generalizado que se aplica al vehículo (que será positivo si se actúa sobre el acelerador y negativo si se hace sobre el freno).

Las dinámicas de acelerador y freno se despreciarán ultralocalmente con respecto a la del conjunto del vehículo. Se asumirá en consecuencia una relación algebraica entre, por un lado, el par motor τ_e y una tensión normalizada entre 0 y 1 ($u_e = K_e \tau_e$), y por otro lado, el par de freno τ_b y una tensión normalizada equivalente a la presión de frenada P_f ($u_b = K_b' P_f = K_b \tau_b$).

Si retomamos el formalismo introducido en (2), la ecuación (7) se puede escribir como

$$\dot{V}_x(t) = F(t) + \alpha u(t)$$

donde $F = \frac{G - \sum_{i=1}^4 \dot{I}_i \omega_i}{Mr}$, $\alpha = \frac{1}{Mr}$ y $u = \tau_g$ es la variable de control. De esta forma, el i-PI genérico de la ecuación (4) se puede particularizar al control del acelerador como

$$u_e(t_k) = \alpha_e \left(\dot{V}_s(t_k) - F_e(t_k) \right) + K_{p_e} e(t_k) + K_{i_e} \int (e(t_k)) dt \quad (8)$$

$$F_e(t_k) = \hat{V}_x(t_k) - \alpha_e u_e(t_{k-1}), \quad \alpha_e = Mr K_e$$

y al del freno como

$$u_b(t_k) = \alpha_b \left(\dot{V}_s(t_k) - F_b(t_k) \right) + K_{p_b} e(t_k) + K_{i_b} \int (e(t_k)) dt \quad (9)$$

$$F_b(t_k) = \hat{V}_x(t_k) - \alpha_b u_b(t_{k-1}), \quad \alpha_b = Mr K_b$$

donde \dot{V}_s es la derivada de la trayectoria suavizada con el algoritmo presentado anteriormente; K_b , K_{p_b} y K_{i_b} por un lado, y K_e , K_{p_e} y K_{i_e} por otro lado, son parámetros asociados a las dinámicas del freno y el motor, respectivamente, que se sintonizarán sobre el vehículo experimental. Obsérvese que la aceleración longitudinal γ_x que se obtiene del bus CAN - *Controller Area Network*- sustituye en las ecuaciones (8) y (9) a la derivada de la velocidad medida. Se consigue así evitar los pequeños retardos que induce cualquier diferenciador numérico que filtre los ruidos de medida.

Finalmente, se establecerá una regla de decisión, según la cual se actuará con la ley de control (9) si existe un cambio

de consigna que implique una reducción de la velocidad. En cualquier otro caso, el controlador del acelerador (8) pasará a actuar. Este regla de decisión, aun pareciendo elemental consigue paliar los problemas asociados al *chattering* constante entre las acciones de aceleración y frenado (Huang and Ren, 1999).

La figura 3 muestra un esquema que resume gráficamente el sistema en bucle cerrado. Se aprecia que el controlador, además de utilizar las medidas de velocidad y aceleración accesible a través del CAN Bus, puede adaptarse a las condiciones de adherencia de la carretera y a la marcha utilizada en cada momento. En ambos casos, la adaptación se realizará a través de la generación en línea de trayectorias que modificará sus parámetros (especialmente la aceleración de referencia) en función de las condiciones de cada momento.

Observación 2. Tal y como se explica en (Fliess and Join, 2008a), un modelo limitado pero bien conocido del sistema puede introducirse naturalmente en la expresión (4). En el caso que nos ocupa, se podría haber utilizado algún modelo no lineal de la dinámica longitudinal del vehículo, para lo cual habría sido necesaria una compleja identificación en línea de los parámetros de dicho sistema. Sin embargo, como uno de los objetivos del presente trabajo es la obtención de un algoritmo de control de fácil implantación y mantenimiento, se ha preferido trabajar con el modelo genérico (2).

4. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Para evaluar el comportamiento del sistema se va a utilizar un simulador cuyo modelo del vehículo es el descrito en la ecuación (5), y que incorpora, cómo se mencionó en la sección 3, un modelo de 10 g.d.l. en el que se tienen en cuenta las dinámicas de los neumáticos, del motor y de los frenos (ver los parámetros fundamentales en la tabla 1).

Tabla 1. Parámetros fundamentales utilizados para la simulación del Citroën C3 Pluriel

Parámetro	Valor
Masa del vehículo (m)	1418
Momento de inercia de las ruedas (I)	0,10
Radio de las ruedas (r)	0,19
Par motor máximo (τ_m)	190
Factor corrección del par motor (β)	0,4
Velocidad del motor con par máximo (ω_n)	420
Ganancia estática freno (K_b)	5000
Coefficiente de resistencia al avance (K_r)	0,02

En el simulador se tendrán en cuenta igualmente los ruidos de medida de los sensores de velocidad y aceleración conectados al bus CAN. Para ello, se han extraído, bajo la hipótesis de ruidos blancos, todas las altas frecuencias de un conjunto

elevado de medidas en velocidad y aceleración. El resultado permite modelar las velocidades medidas como $V_{x_m} = V_x + \mathcal{N}(0, \sigma)$, $\sigma = 10^{-4}$ y las aceleraciones medidas como $\gamma_{x_m} = \gamma_x + \mathcal{N}(0, \sigma)$, $\sigma = 10^{-3}$.

4.1 Especificaciones para el controlador

La denominada conducción de confort es un término no muy preciso y que puede ser fijada a distintos límites. Aunque existe un criterio bastante extendido según el cual la aceleración de confort no debe sobrepasar los 3 m/s^2 (Bechtel, 1993), en este trabajo se fijará una referencia máxima de $\gamma_{max} = 2 \text{ m/s}^2$. Las razones fundamental de dicha elección son dos:

- El vehículo experimental no alcanza los 3 m/s^2 cuando pasa de la primera velocidad.
- La utilización de una referencia alcanzable con cierta holgura en cualquier situación permitirá una evaluación no sesgada de la técnica de control implementada cuando se producen saturaciones sistemáticas del actuador.

Además, como la dinámica del motor a bajas velocidades es bastante lenta e incluso aparecen tiempos muertos, se ha optado por una velocidad suavizada de referencia cuyas derivadas segunda y tercera máximas sean $\ddot{y}_{max} = 1 \text{ ms}^{-2}$ y $\dddot{y}_{max} = 1 \text{ ms}^{-3}$, respectivamente.

Únicamente se usarán como señales de entrada al sistema aquellas que sean de utilidad y que puedan ser leídas a través del bus CAN del vehículo. En este caso, la velocidad y la aceleración del mismo. El envío de las señales generadas por los controladores a los actuadores se realizará a una frecuencia de 25 Hz.

4.2 Sintonización del PI

A pesar de que el sistema tratado es no lineal y de que los parámetros pueden ser variables en el tiempo, el modelo linealizado de (5) puede ser útil para sintonizar un controlador PI según alguno de los métodos clásicos (Aström and Hägglund, 2006). Así, un primer controlador PI ha sido implementado con los parámetros de la tabla 2. El i-PI utilizado retoma los parámetros del PI, pero añadiendo 2 parámetros suplementarios α_e y α_b . Finalmente, se ha sintonizado un segundo PI con el objetivo de minimizar el error de seguimiento.

Conviene señalar que con el fin de que la comparación sea lo más objetiva posible, los controladores PI utilizarán como señal de consigna la variable suavizada V_s calculada para la implantación del i-PI.

4.3 Análisis de resultados

El funcionamiento de los controladores se evaluará considerando por un lado el error de regulación (J_1), y por otro lado, la brusquedad de las acciones de control (J_2). El primer criterio se medirá por medio del error integral medio absoluto

$$J_1 = \frac{1}{T} \int_0^T |V_s - V_x| dt$$

y el segundo con el coste integral medio de las derivadas de las acciones de control

$$J_2 = \frac{1}{T} \int_0^T \left(\left| \frac{du_e(t)}{dt} \right| + \left| \frac{du_b(t)}{dt} \right| \right) dt$$

En la Figura 4 se puede apreciar una simulación con un perfil de velocidades que permite evaluar el comportamiento de sistema

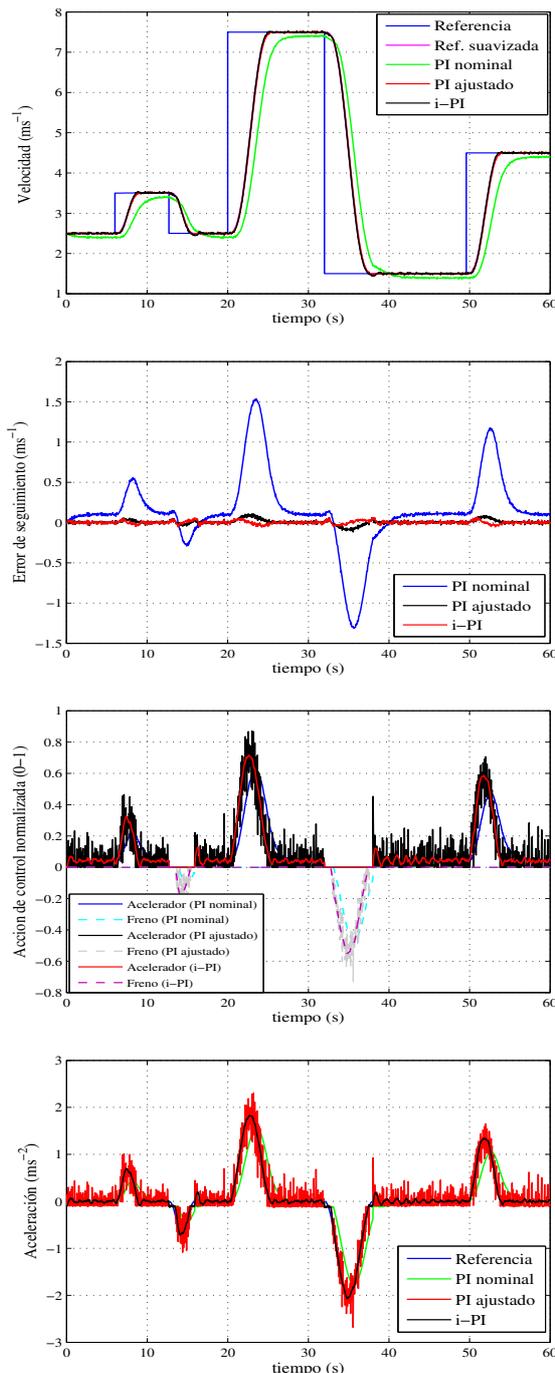


Figura 4. Resultados de simulación con un PI nominal, un PI optimizado para el seguimiento y un i-PI. (a) Velocidad (b) Error de seguimiento (c) Acciones de control normalizadas (d) Aceleración.

en bucle cerrado con un rango de operaciones lo más variado posible dentro de la primera marcha. Se conseguirá de esta forma verificar la validez de los resultados con aperturas bajas, medias y altas de la mariposa (ver Fig. 4c).

El gráfico superior de la Fig. 4 muestra la capacidad de seguimiento de la trayectoria suavizada con cada uno de los 3 reguladores anteriormente citados. Se observa que el PI nominal utiliza las acciones de control más suaves (criterio J_2 en el cuadro 2 y gráfica 4c), pero el error es significativamente

más elevado que con los otros 2 controladores. El PI ajustado consigue mejorar de manera notable la calidad de seguimiento (Fig. 4b), pero a costa de una gran brusquedad en las acciones de control (el índice J_2 es más de 4 veces superior que con el PI nominal). Finalmente, el i-PI proporciona la mejor regulación de todos con una suavidad casi comparable al PI nominal (ver tabla 2), lo que redundará en un mayor respeto de las exigencias de aceleración impuestas en la sección 4.1.

A pesar de que en las anteriores simulaciones aparecen ya las perturbaciones asociadas a la resistencia al avance del vehículo, se ha querido evaluar la robustez de los controladores a los cambios de pendiente. Así, se intentará seguir el perfil de velocidades de la figura 4 sobre un terreno llano inicialmente, con pendiente linealmente creciente a partir del instante $t = 15s$, y constante a poco más del 4% a partir del instante $t = 34s$ (ver Figura 5a).

Se observa, igual que en el caso anterior, que el PI nominal tiene unas prestaciones claramente inferiores a las otras 2 alternativas. La Fig. 5c permite ver que el PI ajustado acumula un ligero error permanente desde la aparición de la pendiente (hecho que queda reflejado en el criterio J_1 de la tabla 2). Adviértase que tanto el PI ajustado como el i-PI muestran errores no despreciables en el comienzo y el final de la frenada intermedia. Las razones de tal diferencia con respecto al caso precedente estriba en el primer caso, en que no está autorizado el uso del acelerador en cambios de consigna decrecientes, y en el segundo caso, en que la presencia de la pendiente hace que se sature el acelerador, haciendo más compleja la recuperación de la velocidad de crucero.

Aunque no se presenta en este caso una gráfica con las acciones de control, el comportamiento del PI ajustado sigue siendo excesivamente brusco con respecto al i-PI (ver J_1 en la tabla 2).

Es importante remarcar que la robustez obtenida con el i-PI no sólo se limita a variaciones de la pendiente o a los diferentes grados de resistencia al avance del vehículo. Un trabajo previo (Choi *et al.*, 2009) muestra la calidad de seguimiento obtenida con esta técnica cuando los parámetros en el motor varían. Así, una vez que el i-PI se sintonice correctamente, el sistema de control conservará en gran medida sus prestaciones aunque los elementos del motor sufran desgastes.

Tabla 2. Parámetros de los controladores y criterios de evaluación

Controlador	PI nominal	PI ajustado	i-PI
K_{pe}	0,4	8	0,4
K_{ie}	0,1	0,2	0,1
α_e	—	—	20
K_{pb}	0,2	6	0,2
K_{ib}	2	3	2
α_b	—	—	20
J_1 (sin pendiente)	0,2993	0,0206	0,0153
J_2 (sin pendiente)	0,0099	0,0429	0,0131
J_1 (con pendiente)	0,6330	0,0567	0,0403
J_2 (con pendiente)	0,0398	0,1569	0,0429

5. RESULTADOS EXPERIMENTALES

5.1 Prototipo de pruebas

El sistema de control previamente diseñado se va a probar en un vehículo prototipo -modelo Citroen C3 Pluriel- (Fig. 6) en

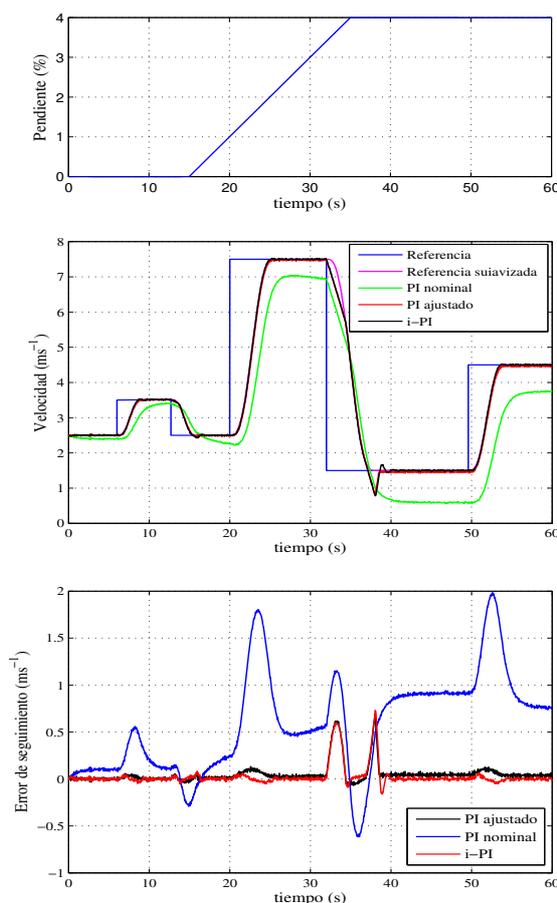


Figura 5. Resultados de simulación con pendiente comparando un PI nominal, un PI optimizado para el seguimiento y un i-PI. (a) Pendiente (b) Velocidad (c) Error de seguimiento.

el que se han modificado los pedales de acelerador y freno para permitir la actuación sobre los mismos. Una explicación detallada sobre la implementación a nivel hardware de ambos actuadores se puede encontrar en (Milanés *et al.*, 2009). Gracias a esta modificación realizada al vehículo, podemos enviar las señales de actuación generadas por los dos controladores diseñados, emulando el comportamiento humano en la conducción.

El vehículo está equipado con un ordenador industrial que tiene como única entrada sensorial la proveniente del bus CAN conectado a través de un puerto serie. Como salida, tiene conectados dispositivos de entrada/salida para enviar las señales de control generadas.

5.2 Análisis de resultados

Se ha realizado una batería de pruebas experimentales en las instalaciones del Centro de Automática y Robótica (centro mixto CSIC-UPM) con diversos cambios de consigna de velocidad tanto en aceleración como en frenada, pero siempre a bajas velocidades. En la figura 7 se muestra la respuesta del vehículo a tales escalones, con las acciones de control asociadas. Se presenta igualmente un perfil (Fig. 7c) con la altura del recorrido, que aparece trazado en coordenadas cartesianas con el punto inicial como origen en la Fig. 7d.

Se puede apreciar que, a pesar de las variaciones de pendiente y de curvatura, la regulación de la velocidad se realiza cor-



Figura 6. Imagen del prototipo empleado en la fase experimental.

rectamente. El error en régimen permanente no sobrepasa el 8% y sólo en algunos transitorios el porcentaje de error sube ligeramente. Obsérvese que estos porcentajes se obtienen a bajas velocidades, con una variación constante y sensible de la pendiente y con una frecuencia de muestreo moderada. Por otro lado, la medida de la velocidad utilizada en este esquema de control se obtiene a partir de la media de las velocidades angulares de las ruedas traseras. Como consecuencia de esto, la citada medida sufre en los giros acusados fuertes variaciones que no representan con precisión la velocidad real del vehículo.

Como se puede apreciar en la Fig. 7d, el mantenimiento de velocidad se consigue con el uso exclusivo del acelerador, evitándose los vaivenes constantes que produciría una acción alternativa de acelerador y freno.

En la figura 8 se puede observa con un poco más de detalle un cambio de consigna a muy bajas velocidades. En esta ocasión, la trayectoria suavizada de referencia se sigue con mucha precisión y tras una ligera sobreoscilación, el sistema se estabiliza a 2 kmh^{-1} con un error en regimen permanente no superior al 3%. Se trata de un resultado bastante satisfactorio para una estrategia de control en la que no se utiliza ningún tipo de modelo físico de las actuadores.

6. CONCLUSIONES Y PERSPECTIVAS

En este trabajo se ha presentado una nueva técnica de control que aprovecha la estructura del PID y uno de sus puntos fuertes fundamentales, la facilidad de sintonización, para regular sistemas no lineales, con prestaciones sensiblemente superiores. El control basado en PID inteligentes que se presenta es capaz de compensar en tiempo real las dinámicas predominantes del sistema, sin necesidad de realizar una identificación de sus parámetros y/o de las perturbaciones.

Para evaluar el comportamiento del i-PID se ha aplicado, primero en simulación y después sobre una plataforma experimental, al control de cruceo de un vehículo a bajas velocidades.

Los resultados obtenidos muestran por un lado, que se trata de una técnica fácil de implementar y de bajo coste computacional, y por otro lado, su robustez a variaciones de pendiente, de condiciones ambientales o incluso de desgaste de los componentes del motor y del freno.

El automóvil es un sistema de naturaleza altamente no-lineal, para el que sistemas avanzados de control propuestos hasta la fecha necesitan una cantidad importante de parámetros físicos, que es necesario identificar. En este sentido, los i-PID parecen

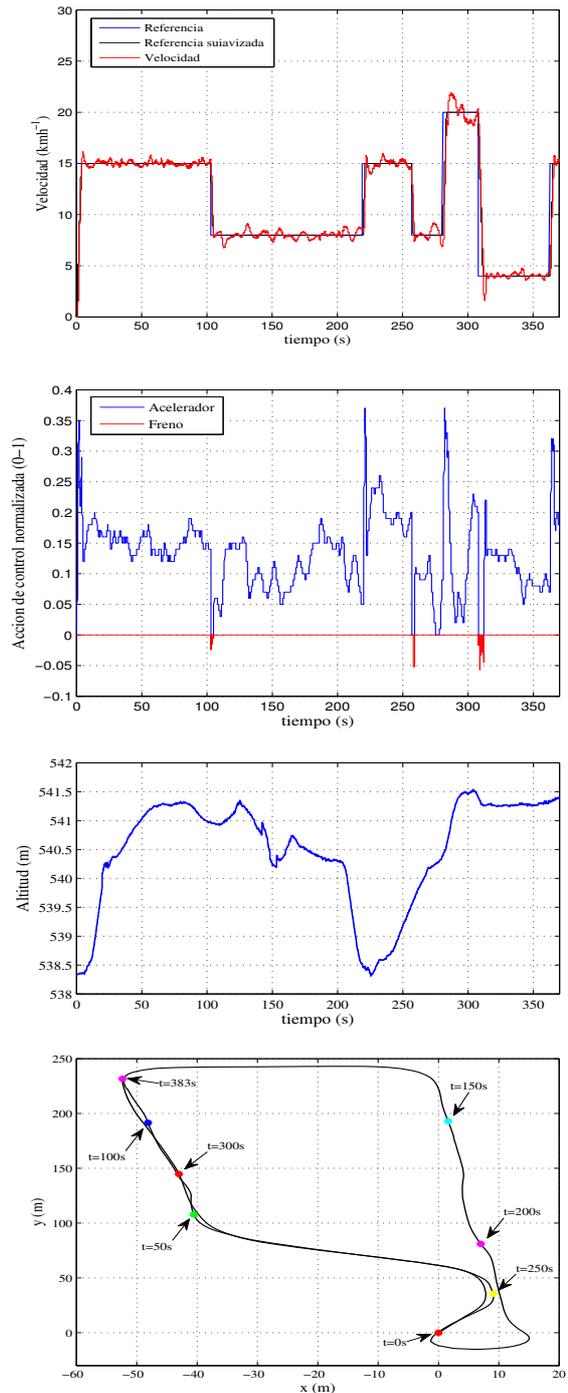


Figura 7. Resultados de experimentación. (a) Velocidad (b) Acciones de control normalizadas (c) Altitud (d) Recorrido en coordenadas cartesianas

buenos candidatos para la realización de sistemas de control que aún no se han popularizado por su complejidad de sintonización y mantenimiento. Así, en nuestros trabajos futuros se probarán los controladores PID inteligentes en aplicaciones en las que las dinámicas del freno y del acelerador son realmente críticas (*Stop & Go*) o en las que a pesar de tener un modelo razonablemente realista, sus parámetros varían rápidamente (*Lane Keeping*).

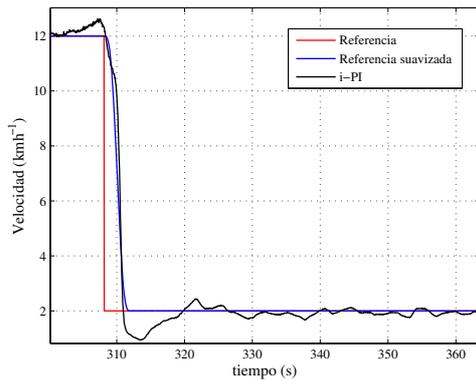


Figura 8. Resultados experimentales. Cambio de consigna a muy bajas velocidades.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido realizado gracias a los proyectos TRANSITO (Coordinación Local entre Vehículos e Infraestructuras), TRA 2008-06602-C03-01; GUIADE (Guiado Automático de Vehículos de Transporte Público mediante Percepción Multimodal para mejorar la Eficiencia), T9/08 y MARTA (Movilidad y Automoción con Redes de Transporte Avanzadas), CENIT-20072006 y CityElec (Sistemas para Electrificación de la Movilidad en Entorno Urbano), SP01.

REFERENCIAS

- Abou-Jaoude, R. (2003). Acc radar sensor technology, test requirements, and test solutions. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems* **4**(3), 115–122.
- Aström, K.J. and T. Hägglund (2006). *Advanced PID Controllers*. Instrument Soc. Amer.
- Bechtel (1993). Compendium of executive summaries from the maglev system concept definition final reports. Technical report. U.S. Department of Transportation.
- Broquère, X., D. Sidobre and I. Herrera-Aguilar (2008). Soft motion trajectory planner for service manipulator robot. En: *Proc. of the IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*.
- Choi, S., B. D'Andréa-Novél, M. Fliess, H. Mounier and J. Villagra (2009). Model-free control of automotive engine and brake for stop-and-go scenarios. En: *European Control Conference*. pp. 3622–3627.
- Fliess, M. and C. Join (2008a). Intelligent PID controllers. En: *Proc. of the 16th Mediterranean Conference on Control and Automation*. pp. 326–331.
- Fliess, M. and C. Join (2008b). Non-linear estimation is easy. *International Journal of Modelling, Identification and Control* **4**, 12–27.
- Fliess, M. and C. Join (2009). Model-free control and intelligent PID controllers: towards a possible trivialization of nonlinear control?. En: *Proc. of the 15th IFAC Symposium on System Identification (SYSID)*.
- Fliess, M., C. Join and Sira-Ramirez H. (2006). Complex continuous nonlinear systems: their black box identification and their control. En: *Proc. of the 14th IFAC Symposium on System Identification (SYSID)*. Vol. 14.
- Fritz, H. (1996). Neural speed control for autonomous road vehicles. *Control Engineering Practice* **4**(4), 507–512.
- Huang, S. and W. Ren (1999). Vehicle longitudinal control using throttles and brakes. *Robotics and autonomous systems* **26**(4), 241–253.
- Hunt, K.J., T.A. Johansen, J. Kalkkuhl, H. Fritz and T. Gottsche (2000). Speed control design for an experimental vehicle using a generalized gain scheduling approach. *IEEE Transactions on Control Systems Technology* **8**(3), 381–395.
- Ishida, A., M. Takada, K. Narazaki and O. Ito (1992). A self-tuning automotive cruise control system using the time delay controller. Technical Report 920159. SAE International.
- Kiencke, U. and L. Nielsen (2005). *Automotive Control Systems*. Springer.
- Lee, G. and S.W. Kim (2002). A longitudinal control system for a platoon of vehicles using a fuzzy-sliding mode control. *Mechatronics* **12**, 97–118.
- Liang, H., K. To Chong, T. Soo No and S.Y. Yi (2003). Vehicle longitudinal brake control using variable parameter sliding control. *Control Engineering Practice* **11**(4), 403–411.
- Liu, S. (2002). An on-line reference-trajectory generator for smooth motion of impulse-controlled industrial manipulators. En: *Proc. of the 7th International Workshop on Advanced Motion Control*. pp. 365–370.
- Mboup, M., C. Join and M. Fliess (2009). Numerical differentiation with annihilators in noisy environment. *Numerical Algorithms* **50**(4), 439–467.
- Milanés, V., E. Onieva, J. Pérez, T. de Pedro and C. González (2009). Control de velocidad adaptativo para entornos urbanos congestionados. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial* **6**(4), 66–73.
- Onieva, E., V. Milanés, J. Pérez and M. T. de Pedro (2010). Estimación de un control lateral difuso de vehículos. *Revista iberoamericana de automática e informática industrial (RI-AI)* **7**(2), 25–33.
- Pacejka, H.B. and E. Bakker (2004). The magic formula tyre model. *Vehicle system dynamics* **21**, 1–18.
- Pérez, J., V. Milanés, E. Onieva, J. Alonso and M. T. de Pedro (2010). Adelantamiento con vehículos autónomos en carreteras de doble sentido. *Revista iberoamericana de automática e informática industrial (RIAI)* **7**(3), 91–98.
- Rajamani, R. (2005). *Vehicle Dynamics And Control*. Springer.
- Sotelo, M. A., D. Fernandez, J. E. Naranjo, C. Gonzalez, R. Garcia, T. de Pedro and J. Reviejo (2004). Vision-based adaptive cruise control for intelligent road vehicles. En: *Proc. IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS 2004)*. Vol. 1. pp. 64–69.
- Swaroop, D., J.K. Hedrick and S.B. Choi (2001). Direct adaptive longitudinal control of vehicle platoons. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* **50**(1), 150–161.
- Vahidi, A. and A. Eskandarian (2003). Research advances in intelligent collision avoidance and adaptive cruise control. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems* **4**(3), 143–153.
- Villagra, J., B. D'Andréa-Novél, Choi S., M. Fliess and H. Mounier (2009). Robust stop and go control strategy: an algebraic approach for nonlinear estimation and control. *International Journal of Vehicle Autonomous Systems* **7**(3–4), 270–291.
- Villagra, J., B. d'Andréa Novel, M. Fliess and H. Mounier (2008). Robust grey-box closed-loop stop-and-go control. En: *Proc. of the 47th IEEE Conference on Decision and Control*.
- Woll, J. (1997). Radar based adaptive cruise control for truck applications. *SAE Transactions* **106**(2), 426–430.