

## Modelado y control multivariable del vehículo urbano eléctrico UAL-eCARM

Mañas-Álvarez, F.J.<sup>a,\*</sup>, Blanco-Claraco, J.L.<sup>b</sup>, Torres-Moreno, J.L.<sup>b</sup>, Giménez-Fernández, A.G.<sup>b</sup>

<sup>a</sup>Departamento de Informática, Universidad de Almería, Carretera Sacramento s/n, 04120 La Cañada de San Urbano, Almería, España.

<sup>b</sup>Departamento de Ingeniería, Universidad de Almería, Carretera Sacramento s/n, 04120 La Cañada de San Urbano, Almería, España.

**To cite this article:** Mañas-Álvarez, F.J., Blanco-Claraco, J.L., Torres-Moreno, J.L., Giménez-Fernández, A.G. 2020. Modeling and multivariable control of the urban electric vehicle UAL-eCARM. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial* 17, 144-155. <https://doi.org/10.4995/riai.2020.12679>

### Resumen

Este trabajo presenta el modelado y control completo del sistema *Drive-by-Wire* de un vehículo urbano eléctrico. Dicho sistema comprende el mecanismo de dirección, la aceleración y el freno del vehículo. El modelado se ha realizado empleando funciones de transferencia de bajo orden haciendo uso de modelos de “caja negra”. En lo referente al control, todos los controladores desarrollados son del tipo PID en sus distintas configuraciones. Los actuadores de corriente continua acoplados a la dirección y freno se controlan mediante un sistema de control en cascada mientras que la aceleración está controlada por un sistema de planificación de ganancias. El código del proyecto se encuentra disponible en la plataforma Github. Los resultados experimentales demuestran la validez de los modelos obtenidos, así como la eficacia de los controladores desarrollados.

*Palabras clave:* Sistemas de entrada múltiple/salida múltiple, control PID, vehículos eléctricos y solares.

### Modeling and multivariable control of the urban electric vehicle UAL-eCARM

#### Abstract

This work presents the modeling and complete control of the Drive-by-Wire system of an electric urban vehicle. This system includes the steering mechanism, acceleration and brake of the vehicle. The modeling has been performed using low-order transfer functions using “black box” models. In regards to control, all developed controllers are of the PID type in their different configurations. The direct current actuators coupled to the steering and brake are controlled by a cascade control system while the acceleration is controlled by a gain scheduling system. The project source code is freely available on Github. Experimental results demonstrate the validity of the models obtained, as well as the effectiveness of the developed controllers.

*Keywords:* Multi-input/multi-output systems, PID control, electric and solar vehicles.

### 1. Introducción

Uno de los principales factores energéticos en las ciudades, con un consumo superior al 40 %, es el transporte según el Instituto para la Diversificación y Ahorro de la Energía (IDAE). Esto señala a los vehículos como una fuente potencial de mejora en el sector energético de las ciudades (Calvillo et al., 2018). Mediante la tecnología vehículo a red (V2G), los vehículos eléctricos pueden contribuir a equilibrar los intercambios energéticos en microrredes (Renato et al., 2015). Una de las tecnologías que

más ha contribuido a la mejora de la eficiencia de los vehículos, y cada vez más extendida en el mundo de la ingeniería, es la tecnología *X-by-Wire* (Norroña and Gómez, 2019; Ni et al., 2019). Estos sistemas persiguen mejorar su rendimiento, incrementar la seguridad, así como mejorar su integración con las nuevas tecnologías del *IoT* (Ni et al., 2018). En el caso de los vehículos se puede encontrar en el sistema *Drive-by-Wire*, el cual se puede disgregar en el sistema de dirección, frenado y tracción (Zhao et al., 2018).

Quedando patente la versatilidad que ofrecen los sistemas

\*Autor para correspondencia: fma527@ual.es

*by-Wire*, es necesario garantizar la eficacia en los niveles inferiores del vehículo. Para ello, conocer el modelo al que responde cada sistema supone un factor de gran importancia. El primer aspecto a tener en cuenta es la tipología de los distintos sensores y actuadores que configurarán el sistema. No existe una única configuración correcta para cada implementación. Tomando de ejemplo la dirección de un vehículo, una posibilidad es emplear dos motores, uno acoplado a cada rueda, que realicen el movimiento equivalente del mecanismo tradicional, mediante tecnología *motor-in-wheel* (Zhang et al., 2016). Otro aspecto de la configuración reside en los sensores que realicen la realimentación del sistema. Los sensores no tienen por qué estar acoplados físicamente al mecanismo estudiado (Scicluna et al., 2017). Empleando el ejemplo de la dirección, el ángulo de Ackermann se puede determinar mediante la lectura de un codificador acoplado al actuador electrónico, a partir de la odometría del vehículo con codificadores en las ruedas traseras o mediante el empleo de un GPS y una IMU (Drage et al., 2014). Además, la redundancia de medidas no se considera un sobre coste en el sistema, sino una medida añadida de seguridad, así como una herramienta para la detección de errores en los sensores haciendo uso de herramientas como el filtro de Kalman.

En lo referente al método de representación del modelo que rige el sistema *Drive-by-wire*, las dos técnicas más extendidas son mediante espacios de estado (Halton et al., 2008) y funciones de transferencia (Zhu et al., 2019). El orden de estas representaciones determinará la complejidad de las siguientes etapas de diseño de la arquitectura de control. En muchas ocasiones, es posible realizar simplificaciones de modelos de alto orden sin comprometer los resultados obtenidos mediante limitaciones como modelado en torno a puntos de operación. Respecto a las técnicas de identificación (Arahal et al., 2006), hay múltiples posibilidades disponibles y cada una de ellas ofrece un enfoque distinto del mismo sistema. Un modelo basado en “caja negra” analiza la correlación entre las entradas y salidas del sistema ajustándose a un modelo preestablecido. Por otro lado un modelado basado en primeros principios busca dicha correlación considerando parámetros característicos propios de las ecuaciones físicas del sistema (Amaya-Trinidad et al., 2012; Rubio et al., 2007; Rodríguez et al., 2015). Otras técnicas más avanzadas que se pueden encontrar en la literatura son el empleo de algoritmos genéticos o la denominada Group Method of Data Handling (Bae et al., 2017; Linfeng et al., 2017).

En el caso de la arquitectura de control, tampoco existe una única solución para cada sistema. Existen distintos niveles de control dentro de un vehículo. Por ejemplo, en (Yang et al., 2015) se muestra un control en alto nivel que gestiona el almacenamiento en una microrred mediante un control *Multivariable Generalized Predictive Controller* (MGPC). Otro enfoque en la clasificación de controladores atiende a su continuidad temporal. Se pueden encontrar sistemas que operan de forma continua o basados en eventos. En (Amaya-Trinidad et al., 2012) se presenta el caso de un controlador PI asíncrono para el control de velocidad de crucero. En el control a bajo nivel, la estructura más extendida para actuadores del tipo motores CC es el control en cascada (Line et al., 2010; Todeschini et al., 2015). Cuantos más niveles posea la cascada, mejor podrá ser la definición y el control del sistema, pero también se incrementará su complejidad. Estudiando el vehículo en conjunto, no se debe

perder la perspectiva de que todos los sistemas se encuentran acoplados entre sí y por tanto, se debe considerar que la arquitectura más consecuente requiere un planteamiento *Múltiple-Entrada Múltiple-Salida* (Doumiati et al., 2014). Otra configuración de gran interés es mediante controladores adaptativos para aquellos casos en los que no se conoce con gran precisión el modelo del sistema a controlar (Wang et al., 2014). El ajuste se puede realizar mediante la modificación de los parámetros del controlador en función de las características de la respuesta obtenida o mediante la identificación de parámetros del entorno en línea (Wu et al., 2018). En último lugar, en el más bajo nivel de control el tipo de controlador más extendido es el PID en sus distintas configuraciones debido a su gran desempeño (Montes et al., 2017; De Novellis et al., 2014; Fu and Chai, 2012). No obstante, presentan limitaciones, por lo que se suelen emplear en combinación con otras técnicas y arquitecturas más complejas como el PID inteligente, ó i-PID (Villagrà et al., 2012). Pese a que sean los controladores más extendidos, se deben tener presentes, sobre todo en control a través de planificación de trayectorias, los controladores predictivos del tipo *Generalized Predictive Controller* (Xiong et al., 2018) y *Model Predictive Controller* (Hernández et al., 2015).

En el presente trabajo, se han tratado los tres sistemas de conducción en su conjunto: dirección ( $G_1(s)$ ), tracción ( $G_2(s)$ ) y freno ( $G_3(s)$ ), analizando la interacción que hay entre ellos. En la literatura actual, normalmente se aborda este estudio de forma individual. Se presentan las técnicas de modelado aplicadas a los principales sistemas. La identificación se ha realizado para modelos de funciones de transferencia de bajo orden. A raíz de los modelos obtenidos se han desarrollado distintas configuraciones de control a partir del controlador del tipo PID. Estos se han validado en simulación durante su desarrollo individual y finalmente se ha evaluado el desempeño global de la arquitectura propuesta con resultados experimentales. Se ha conseguido desarrollar un control multivariable efectivo que cumple unas especificaciones temporales adecuadas a las esperadas durante el uso adecuado de cualquier vehículo. En la Figura 1 se muestra el diagrama de bloques del vehículo. El sistema de dirección se trata de un sistema SISO (Single-Input Single-Output) con una perturbación por parte de la velocidad del vehículo para altas velocidades,  $G_4(s)$ . Este sistema está regido por los controladores  $C_1(s)$ ,  $C_2(s)$ , el filtro  $F_1(s)$  y  $D(s)$  para anular la perturbación de la velocidad. En el caso de velocidad del vehículo, se trata un modelo MISO (Múltiple-Input Single-Output). El acelerador está controlado por el controlador  $C_4(s)$  y el freno por  $C_5(s)$ . El freno solo se empleará en aquellos tramos en los que el vehículo se encuentra en frenada libre y el control sobre el acelerador es insuficiente para alcanzar la referencia. Por esta razón, el diseño de los controladores del acelerador y freno se han realizado de forma individual. Este trabajo se ha desarrollado en un vehículo, con una arquitectura hardware de bajo coste, y una plataforma software basada en ROS, abierta y de fácil uso en otros sistemas. Finalmente se han validado las estrategias de control propuestas en el vehículo.

En la sección 2 se describe la plataforma sobre la cual se ha desarrollado el trabajo. El modelado de los sistemas en los que se ha trabajado se encuentra en la sección 3. El desarrollo de la arquitectura de control correspondiente a los modelos obtenidos se encuentra en la sección 4. Se finaliza el trabajo realizado con

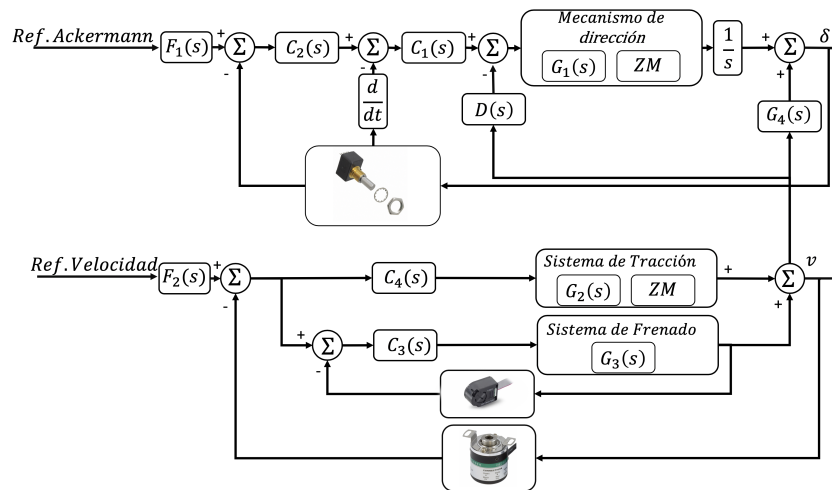


Figura 1: Arquitectura de control del sistema Drive-by-Wire.

las conclusiones reflejadas en la sección 5 donde se exponen los resultados obtenidos.

## 2. Vehículo UAL-eCARM

El vehículo considerado en este trabajo, denominado UAL-eCARM (Figura 2) pertenece al grupo de investigación de Automática, Robótica y Mecatrónica (ARM) de la Universidad de Almería. Se trata de un vehículo eléctrico puro de la marca Changzhou Greenland Vehicle Co. Ltd., modelo LITA GLe2-2S. Es un modelo comercial muy utilizado para uso público en parques de ocio y cuenta con la homologación necesaria para poder circular por vías públicas.



Figura 2: Vehículo UAL-eCARM.

Este vehículo, de funcionamiento totalmente manual, se ha modificado por el equipo investigador para que también se pueda conducir de forma autónoma. El UAL-eCARM, disponía inicialmente de una dirección manual basada en un mecanismo Ackermann de 4 barras y un sistema piñón-cremallera (caja de dirección) accionado desde el volante del conductor y un

sistema de frenado de tambor, actuado por un circuito hidráulico que se activaba al presionar el pedal del conductor. Por su parte, el acelerador funcionaba con un potenciómetro que envía una señal al Amplificador Curtis 1268-5403, entre 0 y 5 voltios, que es el encargado de enviar directamente la señal del referencia al motor de impulsión eléctrico XQ-4.3, alimentado a 48 V y con una potencia de 4.3 kw.

A partir de esta configuración inicial, el vehículo ha sufrido tres modificaciones que afectan los tres sistemas que se desean manejar de forma autónoma:

1. En el sistema de dirección, se ha instalado un motor eléctrico MAXON RE-50, operado por un amplificador EPOS 70/10, que acciona la barra del volante, y esta a su vez, actúa sobre la caja de dirección para mover el mecanismo de la dirección. Para tener información del giro que hacen las ruedas se usan dos codificadores de posición: uno (HEDL5540) en el motor y otro (EMS22A) en la dirección que indica el giro de la dirección.
2. En el sistema de frenado, se ha desconectado el pedal del freno del cable que accionaba el sistema de frenado, y se ha conectado a un motor eléctrico MAXON RE-50 que mediante un nuevo sistema de poleas y cables actúa sobre el sistema hidráulico del freno. Para leer la posición del motor también se usa un codificador HEDL5540.
3. La señal generada por el potenciómetro se sustituye por otra generada por una tarjeta desarrollada por los autores, denominada *LibreDAQ* (Blanco-Claraco et al., 2015), que está conectada al ordenador mediante USB. Esta señal es enviada al controlador Curtis mediante una salida analógica.

Los cambios fundamentales realizados en el vehículo se pueden apreciar en la Figura 3. Como se observa en los elementos representados en color verde, la columna de dirección se sustituye por un motor eléctrico que actúa sobre la caja de dirección mediante el mecanismo piñón-cremallera que, junto con las manguetas conforman el mecanismo de cuatro barras que determina el ángulo de Ackermann. Por su parte, los elementos en rojo representan el motor que actúa sobre el sistema hidráulico de freno, y las tuberías que conectan con los bujes, donde se montan los tambores de freno.

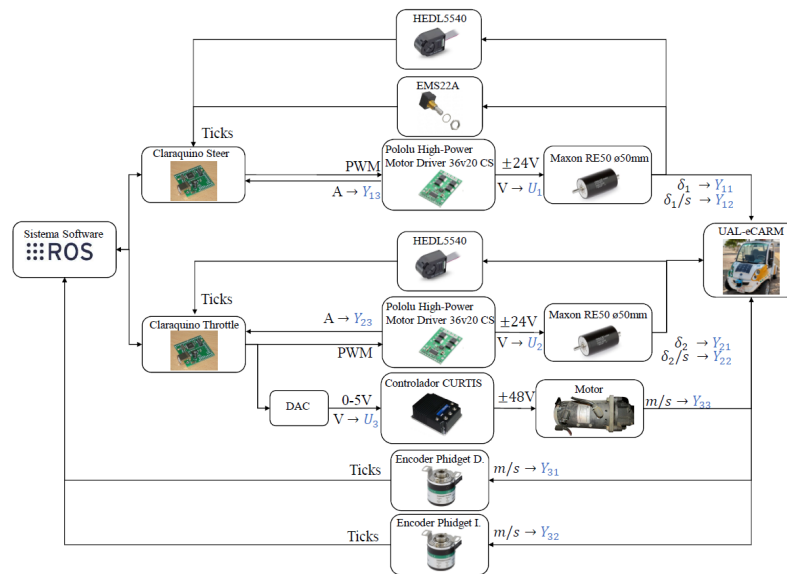


Figura 4: Arquitectura hardware del vehículo UAL-eCARM para los tres sistemas a controlar.

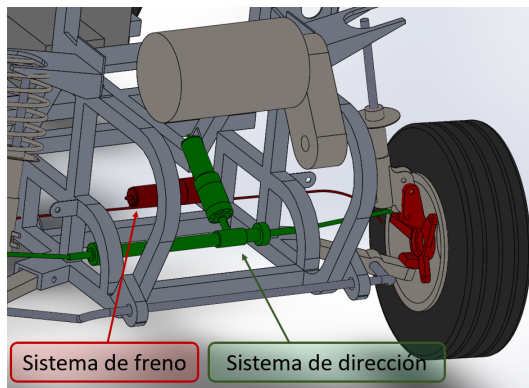


Figura 3: Modelo 3D de los elementos que conforman el sistema de freno (*brake-by-wire*) y dirección (*steering-by-wire*).

### 2.1. Arquitectura hardware

La Figura 4 describe la conexión entre los equipos electromecánicos que controlan los tres sistemas a controlar. El sistema toma datos de los 3 codificadores y del amplificador del motor eléctrico de tracción mencionados anteriormente. Además, se toman datos de dos codificadores, modelo Phidgets IHC3808, instalados en las ruedas traseras del coche usados para la obtención de la odometría del vehículo. Los tres sistemas se controlan mediante tarjetas desarrolladas por los autores, denominadas *Claraquino*. Son de tipo hardware libre y se utilizan para prototipos con un microcontrolador basado en el ATmega328, depuración mediante JTAG y librería en C para conexión con periféricos comunes y sensores externos. La programación y diseño de este dispositivo se encuentra disponible en un repositorio de Github<sup>1</sup>.

Los datos de los tres sistemas se recogen en un computador principal (PC industrial), con el sistema operativo *Ubuntu Desktop 18.04 LTS* sobre el cual se ha instalado *ROS kine-*

*tic*. La arquitectura está basada en módulos autónomos (Nodos) de ROS, programados en C++. Estos módulos presentan una comunicación realizada a través de un modelo Publicación-Suscripción. Dicho modelo de comunicación presenta la ventaja de que cada nodo, para leer o transmitir información, no requiere establecer una conexión directa con los nodos de los que precisen o demanden la información. La comunicación se reduce a que el nodo en lugar de mandar un dato, lo publica en una pizarra a la que todos los nodos tienen acceso simultáneamente.

En la versión actual del vehículo UAL-eCARM, además de librerías y repositorios fundamentales como la Mobile Robotic Programming Toolkit (MRPT), se encuentra instalado el paquete *ual-ecar-ros-pkg*, desarrollado por el equipo investigador involucrado en el vehículo, que se encuentra disponible en un repositorio de Github<sup>2</sup>.

### 3. Identificación de sistemas

Conocida la estructura electromecánica del vehículo se procede a estudiar el sistema multivariable que comprende el sistema de dirección, freno y tracción. Se considera que el sistema global posee tres entradas, una para cada sistema, pero dos salidas únicamente, la velocidad del vehículo y el ángulo de Ackermann del mecanismo de dirección.

El problema de identificación de parámetros se abordará como un modelo de “caja negra” cuyos modelos internos se corresponden con funciones de transferencia de bajo orden. El ajuste de parámetros se ha realizado mediante las técnicas de mínimos cuadrados y minimización del error cuadrático medio (ECM), ecuación 1, para estudiar el efecto de los parámetros característicos del sistema sobre el ajuste del modelo, siendo  $Y_{real}$  la señal del sistema real,  $Y_{est}$  la señal estimada por el modelo y  $n$  el número de muestras del ensayo.  $Y_{est}$  se ha obtenido mediante simulación.

<sup>1</sup><https://github.com/jlblancoc/claraquino>

<sup>2</sup><https://github.com/ual-arm-ros-pkg/ual-ecar-ros-pkg>

$$EMC = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (Y_{real} - Y_{est})^2 \quad (1)$$

Se ha considerado esta medida como adecuada ya que se pondera por igual el error de forma equitativa a lo largo del tiempo. Al enfocarse como un modelo multivariable, para el modelado de cada sistema, cada uno de los otros sistemas se ha situado en su punto de operación. En lo referente al volumen de datos, en el caso del sistema *Steer-by-Wire*, se ha registrado un total de 53 ensayos. Cada ensayo se han realizado con un muestreo de 100ms, obteniendo una longitud total de 25983 datos para cada señal tratada. Como señales de excitación del sistema se han empleado trenes de pulsos, rampas y escalones a fin de obtener la mayor cantidad de información sobre la dinámica del sistema. En el caso del freno, se han realizado 18 ensayos con una longitud de 2423 datos para cada señal con un muestreo de 400ms y señales de entrada en rampa, escalones y pulsos. Finalmente, el sistema *Throttle-by-Wire* ha sido identificado con un total de 53 ensayos realizados con un muestreo de 100ms. El volumen final de datos para este sistema es de 35243 datos por señal procesada. En este caso, el sistema se ha estudiado con señales de entrada de tipo escalón y rampa.

### 3.1. Sistema *Steer-by-Wire*

El sistema de dirección está compuesto por un motor acoplado al mecanismo piñón-cremallera que ocupa el lugar de la columna de dirección convencional. La realimentación de dicho actuador se realiza mediante un codificador incremental de gran resolución acoplado al eje del motor. Para la calibración inicial se dispone de un codificador absoluto acoplado mecánicamente mediante una correa dentada a fin de no perder la sincronización. La señal de control del sistema se trata de una señal PWM que recibe una etapa de potencia que la transforma a una señal de tensión proporcional entre  $\pm 24V$ . Esta etapa de control, permite además, disponer del valor de corriente consumida por el actuador. El rango de movimiento del mecanismo está limitado por sus características mecánicas a un ángulo máximo de Ackermann  $\delta_{max} = \pm 32,5$ .

Para el modelado de este sistema es necesario establecer una relación entre la velocidad de giro del mecanismo de la dirección y la tensión que recibe a la entrada. El modelo de posición se determinará entonces como la adición de un integrador al modelo obtenido. En primer lugar, tal como se muestra en la Figura 5, se determina que el actuador posee una zona muerta. En dicha figura, se aprecia en rojo la señal de entrada y en azul la velocidad de giro del mecanismo. En línea discontinua azul se marcan los instantes en los que se aprecia claramente la presencia de la zona muerta del sistema. Tras los ensayos realizados, se determina su valor medio en  $1,4723 \pm 0,248V$ . Esta zona muerta se ha eliminado de los datos empleados en la identificación de parámetros para poder emplear las técnicas de identificación citadas anteriormente. Este valor se añadirá a la señal de control de sistema en la implementación de los controladores para solventar esta no linealidad. En la Figura 8 se observa otra no linealidad en la sobreoscilación producida cuando el mecanismo cambia su sentido de giro. Esto se corresponde a una zona muerta de naturaleza mecánica. Esta es consecuencia de la holgura propia de los engranajes de dientes rectos del sistema piñón-cremallera y de la presente en el acoplamiento de

mordaza que une el actuador con con el eje de la dirección. Si la realimentación se obtuviera del mecanismo de cuatro barras directamente, esta dinámica no se observaría individualmente y se contemplaría junto con la detectada en la Figura 5.

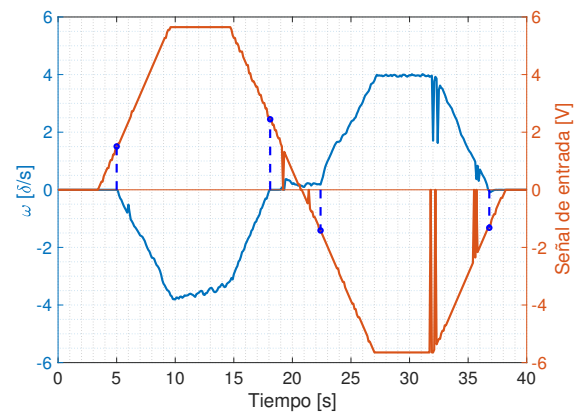


Figura 5: Determinación zona muerta del sistema *Steer-by-Wire*.

Los resultados que se muestran a partir de aquí se han realizado con el vehículo apoyado sobre el suelo. No obstante, se han realizado ensayos con el mecanismo suspendido en el aire. El resultado en ausencia del rozamiento a causa del peso del vehículo conlleva un decremento en la zona muerta y un incremento en la ganancia de los modelos desarrollados más adelante.

El sistema se ha evaluado para dos modelos de primer orden y segundo orden, ecuaciones 2 y 3 respectivamente:

$$G(s) = \frac{k_v}{\tau_v s + 1} \quad (2)$$

$$G(s) = \frac{k_v \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2} \quad (3)$$

siendo  $k_v$  la ganancia estática,  $\tau_v$  la constante de tiempo,  $\omega_n$  la frecuencia natural y  $\zeta$  el factor de amortiguamiento relativo.

Para el caso de primer orden, los parámetros obtenidos se corresponden con una ganancia estática de  $-0,738 \delta/sV$  y una constante de tiempo de  $0,115 s$ , obteniendo una exactitud del 70,65 %. El ECM obtenido para este caso es  $0,1252 \delta^2/s^2$ . Para el caso de segundo orden, los parámetros óptimos conllevan una frecuencia natural del sistema de  $11,412 rad/s$  y un factor de amortiguamiento relativo de  $0,536$ . Para estos valores, el error obtenido es de  $0,1125 \delta^2/s^2$ , lo que se corresponde con una exactitud del 74,97 %. En la Figura 6, se muestra el barrido de parámetros realizado para determinar la evolución del ECM en función de los parámetros característicos. Se considera como ganancia estática, la obtenida como óptima para el caso de primer orden. El barrido de la frecuencia natural del sistema se realiza entre  $5,00 rad/s$  hasta  $-20,00 rad/s$ , con un paso  $0,001 rad/s$ . En el caso del factor de amortiguamiento relativo, el barrido abarca desde  $0,1$  hasta  $1,5$ , con un paso  $0,001$ . Los ejes  $x$  e  $y$  se corresponden con la frecuencia natural del sistema y el factor de amortiguamiento relativo respectivamente. El eje  $z$  refleja los resultados obtenidos para el ECM para cada configuración.

En la Figura 7 se muestra la comparativa en el estudio de los errores encontrados en dicha validación. En el eje izquierdo se muestran los resultados del histograma de los errores de

modelado, sucesos. En tono oscuro se muestran los obtenidos para el modelo de primer orden y en tono claro los del modelo de segundo orden. En el caso del eje derecho, se muestra la distribución del error, representado en trazo discontinuo.

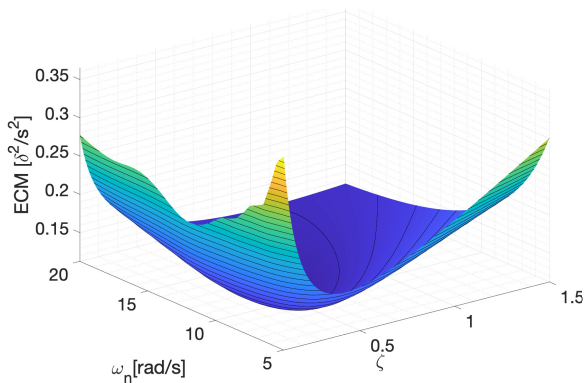


Figura 6: ECM para un modelo de segundo orden.

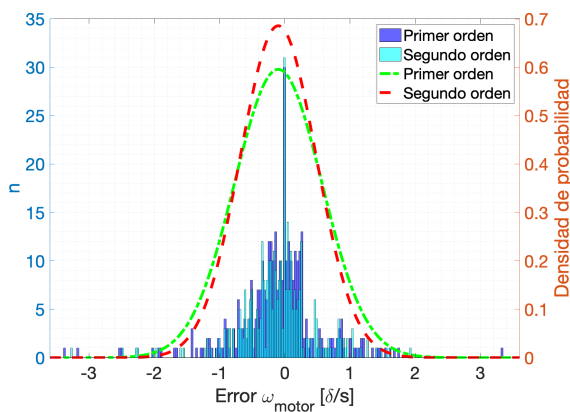


Figura 7: Estadísticas del error de modelado del sistema *Steer-by-Wire*.

Para el caso de primer orden se obtiene un valor de  $-0,098 \pm 0,670\delta/s$  y para el segundo orden  $-0,098 \pm 0,582\delta/s$ . Se ha determinado que el modelo más adecuado es el obtenido en el segundo orden. Esto se debe a su mayor exactitud y menor dispersión del error, pero el factor fundamental es tener una constante de amortiguamiento muy inferior a la unidad. Esto impide que se puedan aplicar simplificaciones para trabajar con sistemas de primer orden. En la ecuación 4 se refleja el modelo final considerado.

$$G_1(s) = \frac{-96,1125}{s^2 + 12,2337s + 130,2337} \delta/sV \quad (4)$$

En la Figura 8 se refleja el resultado de la comparación de los dos modelos considerados. En ella también se puede apreciar, como ya se comentó al hablar de la zona muerta del sistema, que en los cambios de sentido de giro, la zona muerta mecánica observada provoca que el sistema en esa fracción de espacio posea una dinámica con un cero dominante.

### 3.2. Sistema Brake-by-Wire

El actuador del sistema de frenado está compuesto por un motor CC que acciona el pedal de freno. Una señal PWM es enviada a una etapa de potencia que genera una señal proporcional

a su alimentación,  $\pm 24V$ . La realimentación se realiza mediante un codificador incremental acoplado al eje del motor. En este caso, es importante tener en cuenta que la etapa de potencia posee un sensor para medir la corriente que consume el motor. Esta señal se emplea para la calibración inicial de la posición del mecanismo. Conocido el consumo típico de funcionamiento, se acciona el motor hasta la detección de un incremento de hasta tres veces el consumo típico. Esa posición se determina como el límite de actuación del mecanismo. Se procede a modelar la relación entre la velocidad de giro del actuador y la tensión que recibe a la entrada. El modelo de posición se determinará como la adición de un integrador al modelo obtenido en velocidad. Para este caso, pese a la no linealidad del sistema, al operarse en torno a un punto de operación reducido, se asume el estudio mediante modelos lineales.

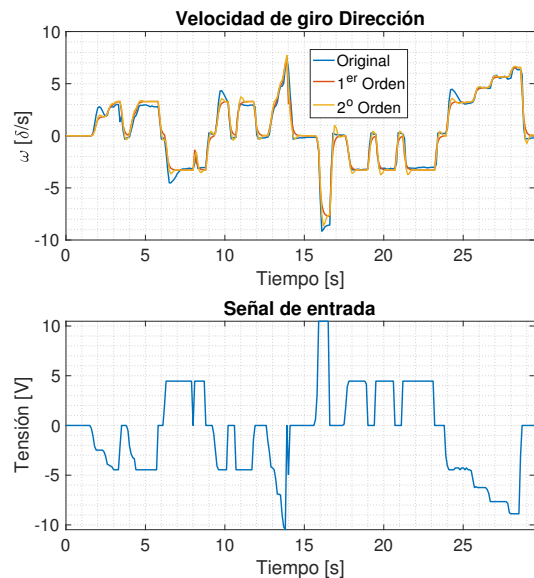


Figura 8: Validación modelos del sistema *Steer-by-Wire*.

Se han estudiado dos funciones de transferencia, de segundo y tercer orden, con un cero cada una. Como modelo no lineal, se ha estudiado la configuración *NonLinear ARX*. El resultado de realizar el ajuste, minimizando el error cuadrático medio se corresponde con un error de valor  $0,0097 \pm 0,3241\delta/s$  para la función de transferencia (*f.d.t.*) de segundo orden, lo que equivale a una exactitud del 61,86%. Para la *f.d.t.* de tercer orden, el resultado obtenido es de  $-0,064 \pm 0,299\delta/s$  para el error y una exactitud del 65,95%. Finalmente, el modelo *NLARX* con cuatro términos de regresión ofrece un error medio de  $0,0023 \pm 0,2894\delta/s$  y una exactitud del 64,05%.

En la Figura 9 se muestra el resultado de la validación de los modelos estudiados. En la gráfica superior se muestra la velocidad de giro del mecanismo de freno mientras que la gráfica inferior representa la señal de control que recibe el motor. En la Figura 10 se muestra el histograma de los errores de cada modelo (eje izquierdo) y la distribución de errores obtenidos (eje derecho).

Como era de esperar, al trabajar en un margen de operación estrecho, se aprecia que un modelo de alto orden de una representación lineal obtiene un resultado ligeramente superior al modelo no lineal. Por esta razón, para posteriores desarrollos,

se empleará el modelo lineal de tercer orden con un cero. En la ecuación 5 se refleja la expresión del modelo empleado.

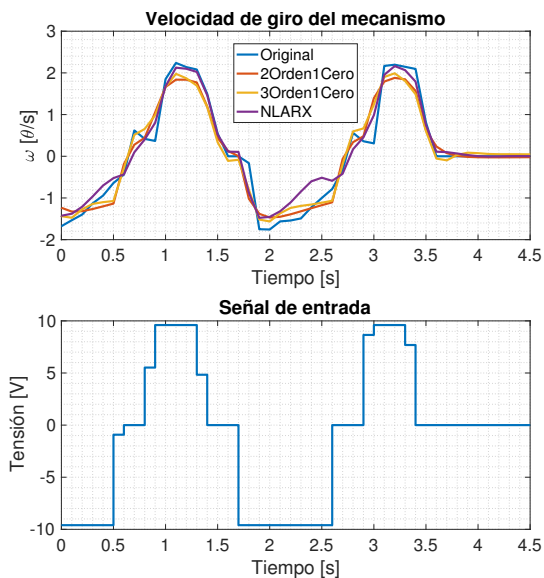


Figura 9: Validación de modelos estudiados para el sistema Brake-by-Wire.

$$G_3(s) = \frac{0,97(32,65s + 1)}{s^3 + 15,42s^2 + 201,70s + 91,43} \delta/sV \quad (5)$$

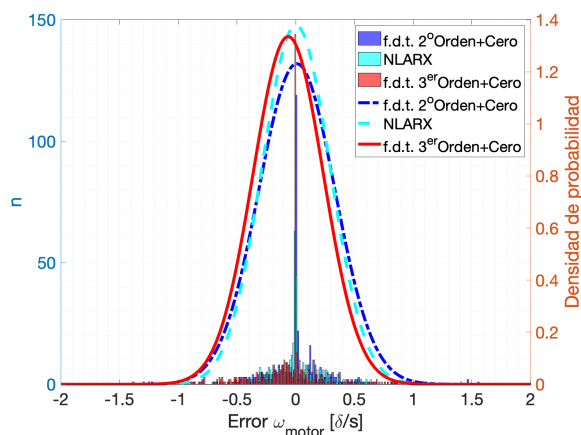


Figura 10: Histograma del error (Izq). Distribución del error (Dcha).

### 3.3. Sistema Throttle-by-Wire

El sistema de tracción está compuesto por el motor principal del vehículo el cual recibe la señal PWM en niveles de tensión adecuada desde el controlador Curtis,  $\pm 48V$ . La realimentación del sistema se realiza a través de la lectura de odometría que suministran los codificadores acoplados a las ruedas traseras. La señal de control en este caso es una señal analógica 0 – 5V que se genera en el microcontrolador encargado de la comunicación con los sensores y actuadores del sistema de tracción. Para el caso de la marcha inversa, el controlador dispone de una entrada digital asociada a un pin del mismo microcontrolador.

El modelo que se obtiene en este caso establece la relación entre la señal analógica de control y la velocidad del vehículo. En este caso, el sistema cuenta con una zona muerta de 1V y

un tiempo de retardo,  $t_r$  de  $0,91 \pm 0,46s$ . Este tiempo de retardo se debe principalmente al procesado de la señal de control en la etapa de potencia. No obstante, como el controlador se incluye dentro del modelo a determinar, se considera dicho retardo como parte del proceso. El proceso de modelado se realiza siguiendo el mismo planteamiento empleado en los sistemas anteriores, buscando un modelo mediante una *f.d.t.* de primer orden. En este caso, se ha observado que el sistema presenta un comportamiento muy no lineal en todo su rango de operación por lo que se considera adecuado dividir dicho rango en cuatro puntos de operación. Además, el sistema presenta constantes de tiempo muy dispares entre los tramos de aceleración y frenada libre, por lo que se obtienen finalmente ocho modelos para definir completamente el comportamiento del sistema.

El proceso de modelado mediante la minimización del error cuadrático medio se trata de un proceso iterativo en el que se pretenden determinar ocho parámetros característicos. En este caso, se determina que el óptimo para la ganancia estática en el tramo  $0 < v < 2,3m/s$ , donde  $v$  representa la velocidad del vehículo, se corresponde con  $2,45m/sV$  y  $2,03m/sV$  para el tramo  $2,3 < vm/s$ . Con estos parámetros el error cuadrático medio toma el valor  $2,58m^2/s^2$ . En la Figura 12 se muestra el histograma de los errores para cada conjunto de parámetros (eje izquierdo) y la distribución de errores obtenidos (eje derecho). En la Tabla 1 se reflejan todos los modelos obtenidos para el sistema Throttle-by-Wire. Es importante destacar que la constante de tiempo para velocidades negativas y en frenada es tan reducida porque se hace uso del freno-motor del vehículo. No obstante, su utilización es marginal, con objeto de reducir las constantes temporales.

Tabla 1: Modelos del sistema Throttle-by-Wire

Rango m/s	Aceleración m/sV	Frenado m/sV
$-8,3 < v < -2,05$	$\frac{1,35}{6,05s+1} e^{-0,91s}$	$\frac{1,35}{1,65s+1} e^{-0,91s}$
$-2,05 < v < 0$	$\frac{2,45}{6,05s+1} e^{-0,91s}$	$\frac{2,45}{1,65s+1} e^{-0,91s}$
$0 < v < 2,3$	$\frac{2,45}{4,86s+1} e^{-0,91s}$	$\frac{2,45}{13,93s+1} e^{-0,91s}$
$2,3 < v < 8,3$	$\frac{2,03}{4,86s+1} e^{-0,91s}$	$\frac{2,03}{13,93s+1} e^{-0,91s}$

Finalmente, el último modelado realizado sobre el sistema consiste en acoplar la velocidad del vehículo y la de giro del mecanismo de dirección. Se ha estudiado dicha influencia como un modelo de primer orden cuya entrada es la velocidad del vehículo y la salida es un factor que se suma a la velocidad del mecanismo. Se ha observado que la ganancia del modelo resultante es muy poco dependiente de la velocidad del vehículo. Esto implica que el modelo obtenido no dependerá de la velocidad del vehículo sino de la condición lógica de si el vehículo está en movimiento o estático y de la velocidad de giro del mecanismo de dirección.

En la Figura 13 se muestra el estudio del error cuadrático medio para un modelo de primer orden. El resultado se traduce en un coeficiente de valor 1,29 que se le aplica la ganancia estática de la ecuación 4. Como era de esperar, cuando el vehículo está en movimiento, el rozamiento del mecanismo de dirección se reduce, lo que incrementa la ganancia de su modelo de velocidad de giro en un 29%. Este efecto también se ha percibido en el consumo del actuador, el cual se ha reducido en un 65%.

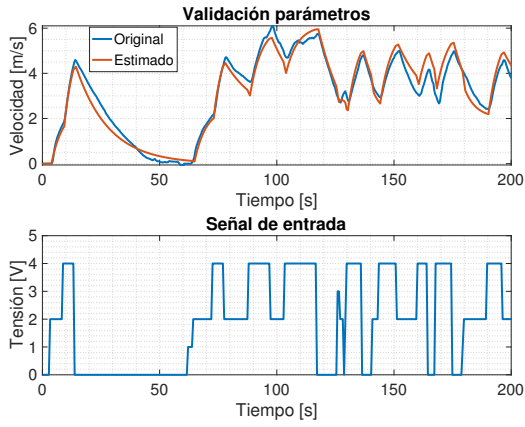


Figura 11: Validación de los parámetros estudiados.

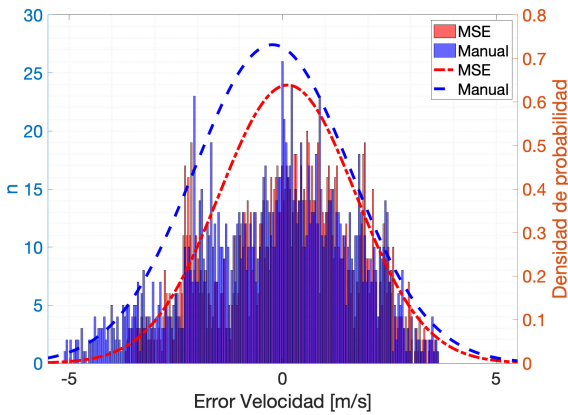


Figura 12: Histograma del error (Izq). Distribución del error (Dcha).

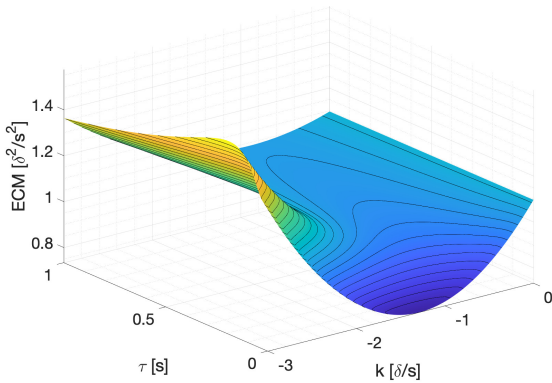


Figura 13: Error para modelo de primer orden.

#### 4. Control del sistema Drive-by-Wire

Como ya se vio en la introducción, no existe una solución exclusiva para establecer el control global del vehículo estudiado. Para este caso, por su efectividad y sencillez se ha decidido optar por la implementación de controladores del tipo PID en distintas estructuras de control para cada sistema.

##### 4.1. Dirección

En el caso del sistema de dirección del vehículo, se implementa un control en cascada. El lazo interno está referido al

control de la velocidad de giro del actuador. El diseño de este controlador se ha realizado haciendo uso de la técnica de asignación de polos empleando un PID en su configuración ideal. Se trata de un problema de seguimiento de referencias. Además las perturbaciones, no medibles, se compensan a través de la realimentación del lazo de control.

$$C_1(s) = \frac{K_{vp}T_{vd}}{s} \left( s^2 + \frac{1}{T_{vd}}s + \frac{1}{T_{vi}T_{vd}} \right) \quad (6)$$

siendo  $K_{vp}$  el término proporcional,  $T_{vd}$  el término derivativo y  $T_{vi}$  el término integral referidos al lazo interno. Tras desarrollar la ecuación del sistema en bucle cerrado, en la ecuaciones 7 y 8 se muestra el cálculo de los parámetros del controlador en función de las especificaciones temporales que se impongan en lazo cerrado.

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{T_{vd}} &= 2\zeta\omega_n \\ \frac{1}{T_{vi}T_{vd}} &= \omega_n^2 \end{aligned} \right\} L_{vi}(s) = \frac{k_v \cdot \omega_n^2 \cdot K_{vp} \cdot T_{vd}}{s} = \frac{k_v \cdot K_{vp}}{T_{vi}s} \quad (7)$$

$$G_{1i,bc}(s) = \frac{\frac{k_v K_{vp}}{T_{vi}s}}{1 + \frac{k_v K_{vp}}{T_{vi}s}} = \frac{1}{\frac{T_{vi}}{k_v K_{vp}}s + 1} \rightarrow \tau_{bc,v} = \frac{T_{vi}}{k_v K_{vp}} \quad (8)$$

Este desarrollo sirve para sistemas en los que se desee controlar un bucle abierto con una *f.d.t.* de segundo orden y en bucle cerrado se busque un primer orden. Como se desprende de la ecuación 7, los parámetros temporales del controlador dependen exclusivamente de los parámetros característicos del sistema de segundo orden. En el caso de la ganancia del controlador, es el parámetro que depende tanto de parámetros del sistema a controlar como de la especificación temporal que se desee en bucle cerrado. Se fijará una constante de tiempo en bucle cerrado de 0,2s, un valor conservador que no compromete las prestaciones del sistema. Para estas especificaciones, el controlador obtenido se muestra en la siguiente ecuación:

$$C_1(s) = -0,6362 \left( 1 + \frac{1}{0,0939s} + 0,0818s \right) Vs/\delta \quad (9)$$

En este nivel también se debe considerar la correspondencia con la velocidad del vehículo. Su cálculo analítico se muestra en la ecuación 10. Esta implementación no es posible debido a que resulta en una implementación no causal. Esta no causalidad está provocada principalmente por el carácter proporcional de la *f.d.t.* que determina el acoplamiento. Para mitigar el efecto del acoplamiento se opta por el ajuste manual de una ganancia estática, tomando finalmente el valor  $0,9519Vs/\delta$ . Se opta por esta implementación en lugar de añadir polos alejados del eje imaginario por no complicar en exceso su discretización e implementación en el microcontrolador correspondiente.

$$D(s) = -\frac{G_4(s)}{G_1(s)} = -\frac{1,29 \cdot (s^2 + 12,2337s + 130,2337)}{96,1125} \quad (10)$$

En el caso del lazo externo, referente a la posición del mecanismo de dirección, se evalúan tres posibles controladores. Un controlador de tipo PD (ecuación 11), un PI (ecuación 13) y un PID interactivo, ecuación 15. Para todos los modelos,  $K_{pp}$  representa el término proporcional,  $T_{pd}$  el término derivativo y  $T_{pi}$  el término integral. Para todos ellos, se fijará una constante de tiempo en bucle cerrado de 0,2s y se aplicará el método de cancelación de polos.



A continuación se muestra el desarrollo para el caso del controlador PD. El valor del término derivativo del controlador toma el valor  $0,2s$ . El término proporcional del controlador se extrae de la ecuación 12, donde se refleja que para cumplir la especificación impuesta debe tomar el valor  $5V/\delta$ .

$$C_2(s) = K_{pp}(1 + T_{pd}s) \quad (11)$$

$$G_{1,bc}(s) = \frac{\frac{K_{pp}}{s}}{1 + \frac{K_{pp}}{s}} = \frac{1}{\frac{1}{K_{pp}}s + 1} \rightarrow \tau_{bc} = \frac{1}{K_{pp}} \quad (12)$$

El desarrollo para un control del tipo PI no resulta una implementación finalmente. Esto así porque la respuesta en bucle cerrado, como se demuestra en la ecuación 14, se trata de una respuesta críticamente estable, lo que no supone una dinámica deseable para el sistema en cuestión.

$$C_2(s) = K_{pp}\left(1 + \frac{1}{T_{pi}s}\right) = K_{pp}\left(\frac{T_{pi}s + 1}{T_{pi}s}\right) \quad (13)$$

$$G_{1,bc}(s) = \frac{\frac{K_{pp}}{T_{pi}s^2}}{1 + \frac{K_{pp}}{T_{pi}s^2}} = \frac{1}{\frac{T_{pi}}{K_{pp}}s^2 + 1} \quad (14)$$

Finalmente, el tercer controlador probado se trata de un PID interactivo. Esta configuración se caracteriza porque cualquier modificación de las constantes afecta a las tres acciones del controlador. Al aplicar cancelación de polos, se deduce que el valor de  $T_{pd}$  toma el valor  $0,2s$ . Para el caso de los términos proporcional e integral, se deben establecer condiciones para un bucle cerrado de segundo orden, como se extrae de la ecuación 16. En este caso, se fijará la constante de amortiguamiento en un valor unitario para conseguir un sistema críticamente amortiguado. Como valor de la frecuencia natural del sistema, se ha considerado oportuno el valor  $\omega_n = 7 \text{ rad/s}$ . Para estos valores se obtiene un controlador como el mostrado en la ecuación 17.

$$C_2(s) = K_{pp}\left(1 + \frac{1}{T_{pi}s}\right)(1 + T_{pd}s) \quad (15)$$

$$G_{1,bc}(s) = \frac{K_{pp}(T_{pi}s + 1)}{T_{pi}s^2 + T_{pi}K_{pp}s + K_{pp}} = \frac{\frac{K_{pp}}{T_{pi}}(T_{pi}s + 1)}{s^2 + K_{pp}s + \frac{K_{pp}}{T_{pi}}} \quad (16)$$

$$\left. \begin{array}{l} K_{pp} = 2\zeta\omega_n \\ T_{pi} = \frac{K_{pp}}{\omega_n^2} \end{array} \right\} C_2(s) = 14\left(1 + \frac{1}{0,2857s}\right)(1 + 0,2s) \quad (17)$$

Este diseño introduce una sobreoscilación en el sistema. A fin de contrarrestar este fenómeno, se introduce un filtro en la referencia, con los valores mostrados en la ecuación 18.

$$F_1(s) = \frac{1}{0,38s + 1} \quad (18)$$

Todos los controladores propuestos tienen implementadas saturaciones en la velocidad de giro en  $\pm 11\delta/s$  para preservar la integridad del actuador. También se debe considerar que la señal de control, está saturada físicamente a la tensión de alimentación de la etapa de potencia, es decir,  $\pm 24V$ . Para contrarrestar

el efecto de estas saturaciones en los términos integrales de los controladores, se opta por aplicar la técnica del anti-windup con un término de valor  $\frac{1}{\sqrt{T_i}}$ , donde  $T_i$  representa el término integral del controlador implementado. De igual forma, como se ha comentado anteriormente, a la señal de control que recibe el actuador se le añade el valor de la zona muerta para litigar el efecto de esta no linealidad. En la Figura 14 se muestra la validación y comparación entre los resultados obtenidos.

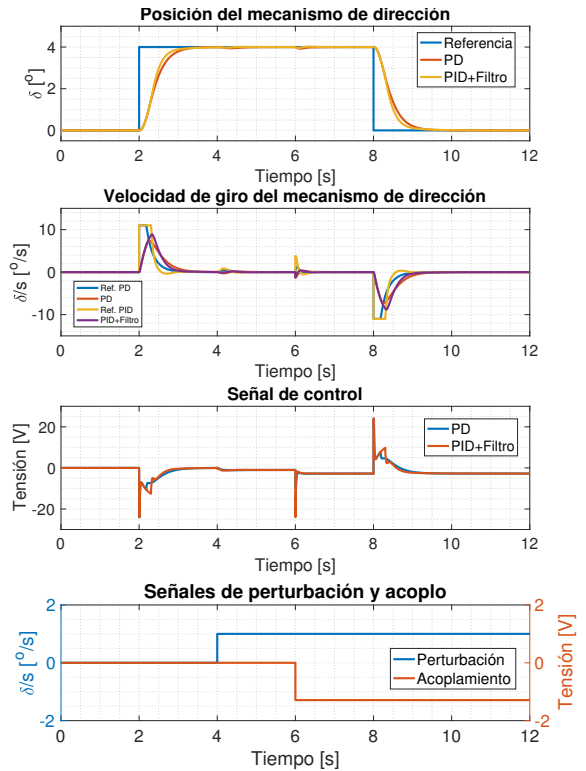


Figura 14: Validación de los controladores propuestos.

El parámetro empleado para evaluar los dos controladores propuestos se trata de la Integral Absoluta de Error (*Integral Absolute Error*, *IAE*), ecuación 19, donde  $ref$  representa el valor de la consigna de referencia e  $y_{est}$  la respuesta del sistema estimada. Se toma este parámetro ya que pondera todos los errores por igual, frente al *ISE* (*Integral Squared Error*) que penaliza más los errores mayores al operar al cuadrado o el *ITAE* (*Integral Time-weighted Absolute Error*), el cual no es válido porque en el seguimiento a referencias, penalizaría más los errores más tardíos producidos en un ensayo.

Expresando este valor en tanto por ciento, el error obtenido para el controlador PD es del 15,2513% mientras que el obtenido para el PID+Filtro es del 13,6779%. Esto hace que el controlador que se implemente en el sistema sea el PID interactivo con filtro en la referencia.

$$IAE = \frac{\int_0^{\infty} |ref - y_{est}| \cdot dt}{\int_0^{\infty} |ref| \cdot dx} \quad (19)$$

#### 4.2. Velocidad longitudinal

En primer lugar se trata el control del sistema de freno. Este es un sistema que actuará en aquellos tramos en los que el valor

absoluto de la velocidad del vehículo supere al valor absoluto de la consigna de velocidad deseada. La referencia de este lazo de control, es el error en la velocidad del vehículo. Para este caso, pese a tratarse de un motor CC que suele abordarse con un control en cascada, se plantea un único controlador del tipo PI para el control en posición. La sintonización del controlador se realiza de forma manual a partir del conocimiento del efecto de cada parámetro en la respuesta de salida. Como indicador de la eficiencia del controlador, al igual que en el caso de la dirección, se ha empleado la IAE. Los parámetros obtenidos para el controlador PI, en su configuración ideal, se corresponden con un término proporcional de valor  $14,36V/\theta$  y un término integrador de valor  $2,17s$ . El error obtenido para esta configuración es  $10,801\%$ . En la Figura 15 se muestra el resultado de la validación de este controlador de forma independiente. Se aprecia que la respuesta obtenida se corresponde con una dinámica similar a una *f.d.t.* de segundo orden sobrearmortiguada.

Finalmente, el último sistema a controlar, antes de operar el sistema en su conjunto, es el control de tracción del vehículo o sistema *Throttle-by-Wire*. Este control, por las características físicas del vehículo, solo dispone de capacidad de actuación en los tramos de aceleración. A razón del modelado realizado sobre el sistema, se plantea establecer su arquitectura de control mediante un sistema de planificación de ganancias. Al tratarse de un sistema con retardo, en primer lugar se debe determinar el “*Tiempo de residencia medio*”, ecuación 20, donde  $t$  representa el tiempo y  $g(x)$  se corresponde con la respuesta impulsional del sistema.

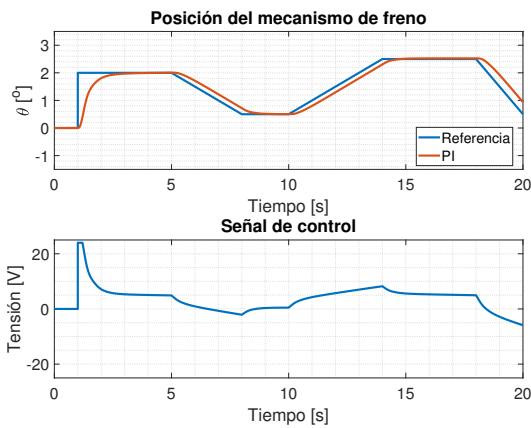


Figura 15: Validación del controlador propuesto.

$$T_{rm} = \frac{\int_0^{\infty} t \cdot g(x) \cdot dt}{\int_0^{\infty} g(x) \cdot dt} \quad (20)$$

En este caso, el escenario más crítico es aquel en el que su constante de tiempo es menor, correspondiéndose con  $4,86s$ . En estas circunstancias, el parámetro adopta el valor  $5,77s$ . A partir de este parámetro se determina el “*índice de controlabilidad*” o “*tiempo de retardo normalizado*”, ecuación 21. En este caso, el sistema es de constante de tiempo dominante al poseer un índice de controlabilidad inferior a  $0,5$ .

$$Q_m = \frac{t_r}{T_{rm}} = \frac{0,91}{5,77} = 0,157 \quad (21)$$

Para este sistema se han evaluado seis reglas de sintonía que se exponen a continuación. En todos los casos se ha empleado como especificación temporal en bucle cerrado el valor de  $3s$ . Tras mostrar el desarrollo de los distintos métodos, se concluye con la comparativa de desempeño de los distintos controladores implementados en un ensayo sobre el vehículo. En primer lugar se ha evaluado el método  $\lambda$ . Se trata de un método que plantea una variante del método de cancelación de polos asumiendo la aproximación de la ecuación 22. A partir de dicha aproximación, en las ecuaciones siguientes se muestra el desarrollo para determinar el valor de los parámetros de los controladores.

$$G(s) = \frac{k_p}{\tau s + 1} e^{-t_r s} \rightarrow e^{-t_r s} \approx (1 - t_r s) \quad (22)$$

$$L(s) = K_p \frac{(T_i s + 1)}{T_i s} \cdot \frac{k(1 - t_r s)}{\tau s + 1} \rightarrow T_i = \tau \quad (23)$$

$$G_{bc}(s) = \frac{K_p k (1 - t_r s)}{\tau s + K_p k (1 - t_r s)} = \frac{(1 - t_r s)}{\left(\frac{\tau}{K_p k} - t_r\right) s + 1} \quad (24)$$

$$\lambda = \frac{\tau - K_p k t_r}{K_p k} \rightarrow K_p = \frac{\tau}{k(t_r + \lambda)} \quad (25)$$

El siguiente método estudiado es Ziegler-Nichols basado en respuesta a escalón. Para que sea aplicable esta regla se debe cumplir la condición mostrada en la ecuación 26. Para el caso aquí tratado se cumple la condición en todo el rango de operación, por lo que el cálculo de los correspondientes parámetros del controlador se muestran en la ecuación 27.

$$0,1 < \frac{t_r}{\tau} < 1,0 \begin{cases} v < 0 [m/s] \rightarrow \frac{0,91}{6,05} = 0,150 \\ v > 0 [m/s] \rightarrow \frac{0,91}{4,86} = 0,187 \end{cases} \quad (26)$$

$$K_p = \frac{0,9}{k} \left(\frac{\tau}{t_r}\right) \quad T_i = 3,33 t_r \quad (27)$$

El tercer método estudiado se trata del método de Cohen-Coon, el cual consiste en una mejora de las reglas de Ziegler-Nichols. Este método está orientado al rechazo de perturbaciones. En las ecuaciones 28 y 29 se muestran las reglas de sintonía empleadas en este caso.

$$T = \frac{t_r}{t_r + \tau} \quad (28)$$

$$K_p = 0,9 \left(1 + \frac{0,092T}{1 - T}\right) \cdot \frac{\tau}{t_r k} \quad T_i = \frac{3,3 - 3,0T}{1,0 + 1,2T} \quad (29)$$

Un método válido para este tipo de sistemas es el método de sintonía de Chien, Hrones y Reswick. Tiene su origen en Ziegler-Nichols y aporta reglas de sintonía más robustas para problemas de seguimiento y regulación, con sobreoscilación y sin ella. En la ecuación 30 se muestra su aplicación a este para un problema de seguimiento sin sobreoscilaciones.

$$K_p = \frac{0,35}{k} \left(\frac{\tau}{t_r}\right) \quad T_i = 1,2 t_r \quad (30)$$

Finalmente, el último método planteado es el método AMIGO desarrollado por Karl Aström y Tore Häggglund. Este método presenta un mayor compromiso entre robustez y rechazo a perturbaciones con la sencillez de Ziegler-Nichols. En las ecuaciones 31 y 32 se muestra la regla para el cálculo del término proporcional e integral del controlador PI, respectivamente.

$$K_p = \frac{0,15}{k} + \frac{\tau}{t_r k} \left( 0,35 - \frac{\tau t_r}{(t_r + \tau)^2} \right) \quad (31)$$

$$T_i = 0,35 t_r + \frac{13 t_r \tau^2}{\tau^2 + 12 \tau t_r + 7 t_r^2} \quad (32)$$

Se aplican una serie de escalones en la referencia del sistema de control para la evaluación del sistema de control. Como se aprecia en la Figura 16. Las metodologías propuestas implican una sobreoscilación en la respuesta. Generalmente no se trata de un problema, no obstante, cuando se produce dicha sobreoscilación, el vehículo entra en frenada libre y la dinámica se vuelve incontrolable con el sistema de control propuesto. Para evitar esta situación, se implementa un filtro en la referencia, configurado según la ecuación 33, donde  $t_p$  indica el tiempo de pico de la  $\lambda$  y  $M$  la sobreoscilación del sistema en bucle cerrado. Los resultados de la aplicación del filtro en la referencia se observan en la Tabla 2 y en la Figura 17.

$$F_2(s) = \frac{1}{T_f s + 1} \rightarrow T_f = t_p \sqrt{M^2 - 1} \quad (33)$$

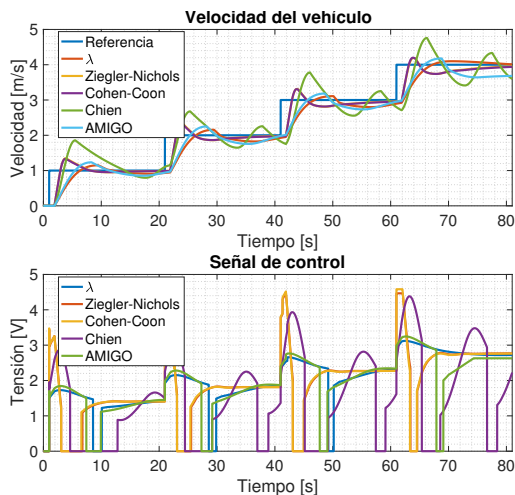


Figura 16: Validación de los métodos de sintonía propuestos.

Tabla 2: Modelos del sistema *Throttle-by-Wire*

Método	Sin filtro	Con filtro
Lambda	8,8539 [%]	11,9894 [%]
Ziegler-Nichols	6,6414 [%]	5,2788 [%]
Cohen-Coon	6,7261 [%]	5,4579 [%]
Chien	14,4856 [%]	26,9356 [%]
AMIGO	10,5077 [%]	11,5321 [%]
SIMC	14,9447 [%]	16,9761 [%]

Como se puede apreciar, los resultados demuestran que el mejor método de sintonía es Ziegler-Nichols. Con la aplicación del filtro, la evolución lógica es ralentizar el sistema y por tanto aumentar el error. Sin embargo, con Ziegler-Nichols y Cohen-Coon el error disminuye, lo que indica que en estos métodos, la principal penalización es la sobreoscilación. Por tanto se determina que el controlador a implementar en el vehículo debe seguir las reglas de sintonía de Ziegler-Nichols.

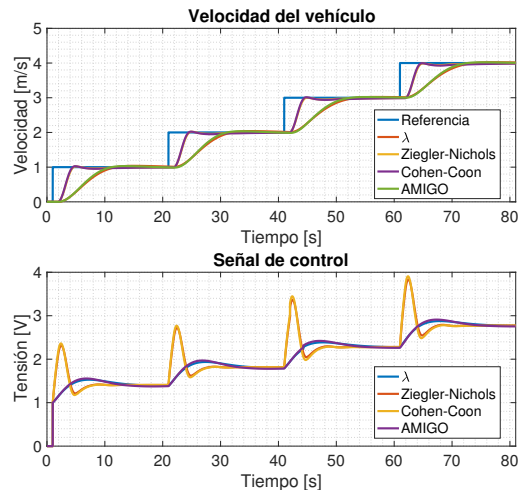


Figura 17: Validación de los métodos de sintonía propuestos.

Se ha evaluado en simulación el desempeño de la arquitectura de control del vehículo en su conjunto durante su operación. El error obtenido para el sistema de dirección es de un 2,71 %. Por otro lado, el error en la velocidad del vehículo se ha examinado haciendo uso del freno y en frenada libre. El resultado obtenido para el caso sin freno ha sido un error del 38,03 % mientras que con una configuración conservadora del freno, dicho error se ha reducido hasta el 21,29 %. Con esto queda evidenciada la importancia del uso del freno en la operación normal de un vehículo. En la Figura 18 se muestra la validación del controlador propuesto sobre el vehículo real. En la gráfica superior se muestran los resultados del sistema de tracción. La señal de referencia (azul), la respuesta esperada según los modelos obtenidos (rojo) y la respuesta obtenida experimentalmente (amarillo). En la gráfica inferior, siguiendo la misma leyenda se muestran los resultados del sistema de dirección. El recorrido realizado por el vehículo durante los ensayos de validación comprende un tramo del campus de la universidad de Almería. En dicho tramo se han contemplado las dinámicas esperadas en la operación normal del vehículo, aceleración en tramos rectos, frenada y giros en ambas direcciones, hasta de 180°. En el instante 32.45s, en el tramo de frenada, se puede comprobar como el freno disminuye la constante de tiempo y favorece el seguimiento de la referencia.

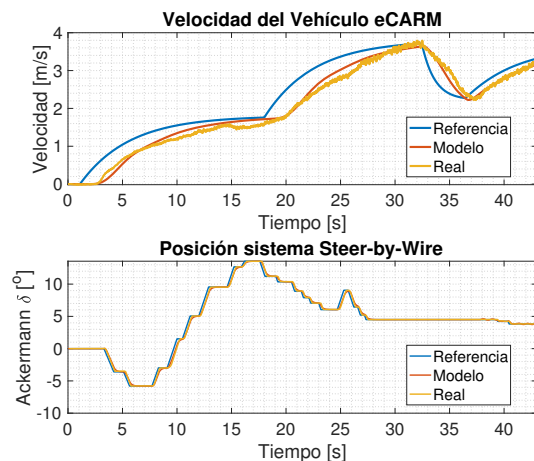


Figura 18: Datos experimentales del control del sistema *Drive-by-Wire*.

## 5. Conclusiones

En este artículo se ha presentado el modelado y control completo del sistema Drive-by-Wire de un vehículo urbano eléctrico. Dicho sistema comprende el mecanismo de dirección, la aceleración y el freno del vehículo. Como plataforma experimental de desarrollo se ha utilizado un vehículo, modificado por el grupo ARM para que pueda funcionar de forma autónoma. Se han modificado sus sistemas electromecánicos, se ha diseñado una nueva plataforma Hardware, y Software basado en ROS, y abierto para que pueda ser utilizado en otros vehículos del mismo tipo.

En este trabajo se ha modelado del comportamiento del vehículo mediante la identificación de los tres sistemas principales para la conducción: *Steer-by-Wire*, *Brake-by-Wire* y *Throttle-by-Wire*. Asimismo se ha modelado el acoplamiento entre dos de ellos la velocidad del vehículo y la velocidad de giro del mecanismo de dirección. Se han obtenido modelos con un mínimo error, que permiten realizar un control multivariable entre los tres sistemas, y permitiendo obtener un buen comportamiento entre los tres.

Finalmente, se han probado todos los controladores diseñados en el vehículo, obteniendo muy buenos resultados.

## Agradecimientos

Este trabajo fue financiado en parte por el Proyecto de Plan Nacional de I + D + i DPI2017-85007-R del Ministerio de Economía, Industria y Competitividad y fondos FEDER. Agradecer también su apoyo a Francisco Rodríguez Díaz y a Jose Luis Guzmán Sánchez por su apoyo en el diseño de la arquitectura de control.

## Referencias

- Amaya-Trinidad, P., Guerrero-Castellanos, J., Muñoz-Hernández, G., Mino-Aguilar, G., Saynes-Torres, J., 2012. Modelado, control y simulación de un vehículo eléctrico. Memorias del Congreso Nacional de Control Automático (October 2012), Cd. del Carmen, Campeche, México.
- Arahal, M. R., Soria, M. B., Díaz, F. R., 2006. Técnicas de predicción con aplicaciones en Ingeniería. Universidad de Sevilla.
- Bae, J., Lee, S., Shin, D.-H., Hong, J., Lee, J., Kim, J.-H., et al., 2017. Non-linear identification of electronic brake pedal behavior using hybrid gmdh and genetic algorithm in brake-by-wire system. *Journal of Electrical Engineering and Technology* (12), 1292–1298. DOI: 10.5370/JEET.2017.12.3.1292
- Blanco-Claraco, J. L., López-Martínez, J., Torres-Moreno, J. L., Giménez-Fernández, A., 2015. A low-cost modular platform for heterogeneous data acquisition with accurate interchannel synchronization. *Sensors* 15 (10), 27374–27392.
- Calvillo, C. F., Sanchez-Miralles, A., Villar, J., 2018. Synergies of electric urban transport systems and distributed energy resources in smart cities. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems* 19 (8), 2445–2453. DOI: 10.1109/TITS.2017.2750401
- De Novellis, L., Sorniotti, A., Gruber, P., Pennycott, A., 2014. Comparison of feedback control techniques for torque-vectoring control of fully electric vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 63 (8), 3612–3623. DOI: 10.1109/TVT.2014.2305475
- Doumiati, M., Victorino, A., Charara, A., 2014. Dynamics control of an In-Wheel Electric Vehicle with Steer-by-Wire. 2014 17th IEEE International Conference on Intelligent Transportation Systems, ITSC 2014, 348–353, Qingdao, China. DOI: 10.1109/ITSC.2014.6957715
- Drage, T., Kalinowski, J., Braunl, T., 2014. Integration of Drive-by-Wire with Navigation Control for a Driverless Electric Race Car. *IEEE Intelligent Transportation Systems Magazine* 6 (4), 23–33. DOI: 10.1109/MITS.2014.2327160
- Fu, Y., Chai, T., 2012. Robust self-tuning PI decoupling control of uncertain multivariable systems. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing* 2522619 (26), 316–332. DOI: 10.1002/acs
- Halton, M., Hayes, M. J., Iordanov, P., 2008. State-space  $\mu$  analysis for an experimental drive-by-wire vehicle. *International Journal of Robust and Non-linear Control* 18 (9), 975–992.
- Hernández, G., Bordons, C., Marcos, D., Montero, C., 2015. Control de estabilidad basado en MPC para un vehículo eléctrico con motores en rueda. XXXVI Jornadas de Automática, Huelva, España.
- Line, C., Manzie, C., Good, M., 2010. Control of an Electromechanical Brake for Automotive Brake-By-Wire Systems with an Adapted Motion Control Architecture. *SAE Technical Paper Series* 1 (724). DOI: 10.4271/2004-01-2050
- Linfeng, L., Hai, W., Ping, H., Huifang, K., Ming, Y., Canghua, J., Zhihong, M., 2017. Robust chattering-free sliding mode control of electronic throttle systems in drive-by-wire vehicles. In: 2017 36th Chinese Control Conference (CCC). IEEE, pp. 9513–9518, Liaoning, China.
- Montes, H., Salinas, C., Fernández, R., Armada, M., 2017. An experimental platform for autonomous bus development. *Applied Sciences* 7 (11), 1131.
- Ni, J., Hu, J., Xiang, C., 2018. Control-configured-vehicle design and implementation on an x-by-wire electric vehicle. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 67 (5), 3755–3766.
- Ni, J., Hu, J., Xiang, C., 2019. Robust control in diagonal move steer mode and experiment on an x-by-wire ugv. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 24 (2), 572–584.
- Noroña, M. V., Gómez, M. F., 2019. Desarrollo e innovación de los sistemas mecatrónicos en un automóvil: una revisión. *Enfoque UTE* 10 (1), 117–127.
- Renato, P., Normey-Rico, J. E., Alba, C. B., Valverde, L., 2015. Gestión energética de una Micro Red acoplada a un sistema V2G. In: XXXVI Jornadas de Automática. Bilbao, pp. 2–4.
- Rodríguez, D., Alfaya, J. A., Bejarano, G., Ortega, M. G., Castaño, F., 2015. Estimación de parámetros de una planta experimental de refrigeración. XXXVI Jornadas de Automática, 951–958.
- Rubio, R. E., Hernández, S. L., Aracil, S. R., Saltarén, P. R., Moreno, Q. R., 2007. Modelado, identificación y control de actuadores lineales electro-neumáticos. aplicación en plataforma de dos grados de libertad. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial RIAI* 4 (4), 58–69.
- Sciicluna, K., Staines, C. S., Raute, R., 2017. Sensorless position tracking for steer-by-wire applications. In: 2017 19th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE). IEEE, pp. 341–346, Dubrovnik, Croatia.
- Todeschini, F., Corno, M., Panzani, G., Fiorenti, S., Savaresi, S. M., 2015. Adaptive cascade control of a brake-by-wire actuator for sport motorcycles. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 20 (3), 1310–1319. DOI: 10.1109/TMECH.2014.2341114
- Villagrà, J., Milanés, V., Pérez, J., de Pedro, T., 2012. Control basado en PID inteligentes: aplicación al control de crucero de un vehículo a bajas velocidades. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial* 7 (4), 44–52. DOI: 10.1016/s1697-7912(10)70059-5
- Wang, H., Man, Z., Shen, W., Cao, Z., Zheng, J., Jin, J., Tuan, D. M., 2014. Robust control for steer-by-wire systems with partially known dynamics. *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 10 (4), 2003–2015. DOI: 10.1109/TII.2014.2338273
- Wu, X., Zhang, M., Xu, M., Kakogawa, Y., 2018. Adaptive feedforward control of a steer-by-wire system by online parameter estimator. *International Journal of Automotive Technology* 19 (1), 159–166.
- Xiong, Z., Guo, X., Yang, B., Pei, X., Zhang, J., 2018. Modeling and pressure tracking control of a novel electro-hydraulic braking system. *Advances in Mechanical Engineering* 10 (3), 1–16. DOI: 10.1177/1687814018764153
- Yang, J., Zeng, Z., Tang, Y., Yan, J., He, H., Wu, Y., 2015. Load frequency control in isolated micro-grids with electrical vehicles based on multivariable generalized predictive theory. *Energies* 8 (3), 2145–2164. DOI: 10.3390/en8032145
- Zhang, Z., Zhang, X., Pan, H., Salman, W., Rasim, Y., Liu, X., Wang, C., Yang, Y., Li, X., 2016. A novel steering system for a space-saving 4ws4wd electric vehicle: design, modeling, and road tests. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems* 18 (1), 114–127.
- Zhao, D., Chu, L., Xu, N., Sun, C., Xu, Y., 2018. Development of a cooperative braking system for front-wheel drive electric vehicles. *Energies* 11 (2). DOI: 10.3390/en11020378
- Zhu, G., Yang, H., Yu, F., 2019. Controller design for an automobile steer-by-wire system. In: 2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). IEEE, pp. 1492–1497, Vancouver, Canada.