

Sistema de Control Borroso para el Proceso de Renovación de la Carga en Motores Turbodiesel

S. García-Nieto * J. V. Salcedo * X. Blasco * M. Martínez *

* Instituto Universitario de Automática e Informática Industrial. Universidad Politécnica de Valencia, Camino de Vera 14, 46022 - Valencia, España.
e-mail: [sergarro, jsalcedo, xblasco, mmiranzo]@isa.upv.es

Resumen: El modelado y control del proceso de renovación de la carga en motores turbodiesel se presenta como un importante reto desde el punto de vista de control. Este sistema presenta un fuerte comportamiento no lineal, por lo que técnicas clásicas de control, resultan insuficientes frente a los requerimientos de diseño que se plantean en los motores diesel actuales. Por tanto, resulta necesario la aplicación de técnicas no lineales que puedan resolver aquellos aspectos que están fuera del alcance de los controladores lineales tradicionales. El presente trabajo aborda dos de los aspectos fundamentales en el diseño de un sistema de control. En primer lugar, se plantea una metodología de identificación de modelos borrosos con estructura Takagi-Sugeno (T-S), a partir de datos experimentales, para sistemas no lineales. En segundo lugar, se propone el diseño de controladores borrosos óptimos basados en la estructura PDC (Compensador Paralelo Distribuido *). Los parámetros del controlador son obtenidos como solución de un problema de minimización sujeto a LMIs (Desigualdades Lineales Matriciales **).
Copyright © 2009 CEA.

* El término anglosajón correspondiente es *Parallel Distributed Compensation*

** El término anglosajón correspondiente es *Linear Matrix Inequalities*

Palabras Clave: Sistemas Borrosos, Identificación, LMIs, Control No Lineal, Motores Diesel

1. INTRODUCCIÓN

Los motores diesel destinados a vehículos de pasajeros son procesos de gran complejidad, y que a su vez se encuentran en continua evolución. El objetivo de esta rápida evolución es dar respuesta tanto a las nuevas necesidades de los conductores, como a las continuas restricciones de las autoridades competentes en materia medio ambiental (Guzzella y Amstutz, 1998). La figura 1, muestra de una manera esquemática, los distintos elementos que componen un motor turbodiesel actual, donde las principales magnitudes físicas implicadas en el comportamiento dinámico del sistema se muestran a continuación:

- \dot{m}_a : Flujo Masa de Aire $\left(\frac{Kg}{h}\right)$
- \dot{m}_T : Flujo Masa Total en Colector $\left(\frac{Kg}{h}\right)$
- \dot{m}_{esc} : Flujo Masa de Escape $\left(\frac{Kg}{h}\right)$
- \dot{m}_{egr} : Flujo Masa de EGR $\left(\frac{Kg}{h}\right)$
- \dot{m}_f : Flujo Masa de Combustible $\left(\frac{Kg}{h}\right)$
- p_a : Presión en Colector (*bar*)
- *TGV*: Turbina de Geometría Variable (%)
- *EGR*: Válvula de Recirculación de Gases (%)

Las necesidades de mejora impuestas por los usuarios se suelen agrupar en tres grandes categorías:

- Alta potencia.

- Bajo consumo.
- Elasticidad en la conducción.

La demanda de potencias cada vez mayores por parte de los usuarios tiene respuesta en los motores diesel mediante el empleo de grupos turbocompresores (veáse figura 1) (Guzzella y Onder, 2004). El principio de funcionamiento de estos elementos es simple, se emplea parte de la energía de los gases de escape (producto de la combustión) para incrementar la cantidad de aire que se introduce en los cilindros. Esta mayor cantidad de aire permite quemar una mayor cantidad de combustible, consiguiendo mayor potencia y par motor que un motor diesel atmosférico. En general, un turbocompresor está formado por una turbina y un compresor acoplados por un eje común. El objetivo del grupo turbocompresor es incrementar la velocidad de respuesta en la inyección de aire en el colector de admisión, cuando el conductor demanda aceleración a bajas velocidades. Sin embargo, un turbocompresor diseñado para respuestas a bajas velocidades, podría dañar el motor debido a las elevadas presiones que aparecerían en el colector de admisión a velocidades más altas.

Existen distintas propuestas para resolver la aparición de sobrepresiones a altas velocidades. Una posible solución es utilizar una *válvula de descarga* que permita desviar parte de los gases de escape de forma que no circulen a través de la turbina a altas velocidades. Sin embargo, la solución más extendida, es usar una turbina de geometría variable (*TGV*) (Stefanopoulou *et al.*, 2000). Ésta puede ser modificada para cada velocidad del motor durante el funcionamiento, variando el área de flujo y el

ángulo con el que los gases de escape se dirigen a los álabes de la turbina.

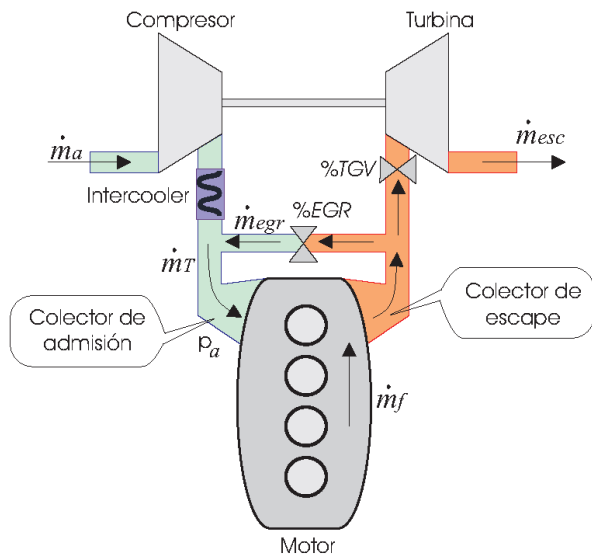


Figura 1. Esquema de un motor diesel con turbocompresor.

Las restricciones medio ambientales comentadas anteriormente, hacen referencia a las nuevas normativas de emisiones contaminantes existentes. En la actualidad, la normativa más restrictiva es la denominada *Euro 4* (Emission Standards: European Union, 2003). Ésta consiste (en el caso de motores diesel), en la imposición de una serie de límites de emisión máxima a lo largo de dos tipos de ciclo de test. Uno de los ciclos es el urbano y otro el extra urbano, midiéndose en ambos, diferentes tipos de contaminantes como óxidos de nitrógeno (NO_x) y humos.

Las emisiones de NO_x se presentan cuando la combustión se produce en un entorno con elevadas presiones y altas temperaturas. Sin embargo, la emisión de humos es consecuencia de un entorno antagónico al descrito, es decir, cuando la combustión se produce a bajas presiones y bajas temperaturas.

La solución más generalizada en el sector automovilístico para reducir la emisión de NO_x , es la recirculación de una parte de los gases de escape hacia el colector de admisión. Esta técnica se denomina recirculación de gases de escape (*EGR*), y a nivel tecnológico, se consigue mediante una válvula que conecta los colectores de admisión y escape. El fundamento de esta técnica es la recirculación de los gases de alto calor específico, procedentes de la combustión. Los cuales actúan como gases inertes, disminuyendo la temperatura de la combustión, y por tanto la velocidad de la reacción de formación de NO_x .

El otro elemento fundamental en las normativas medio ambientales es la cantidad de partículas (humos). Este factor depende directamente del ratio aire-fuel (*AFR*) en la combustión. Es decir, dada una cantidad de combustible determinada, habrá que garantizar una cierta cantidad de entrada para que el nivel de humos se mantenga por debajo de cierto límite.

Un primer análisis del problema, pone de manifiesto la contraposición de intereses entre la reducción de humos y de NO_x , ya que que la reducción de humos limita la capacidad de reducir la emisión de NO_x . Por tanto, se debe plantear una solución de

compromiso que permita garantizar un comportamiento adecuado de ambos aspectos, pues si se recircula gran cantidad de gases de escape al colector de admisión, entrará menor cantidad de aire fresco, y por tanto, para una misma cantidad de combustible inyectada, disminuirá el ratio *AFR*, con lo que aumentará la cantidad de humo.

Por otra parte, el diseño de sistemas de control para motores diesel presenta una complejidad añadida, ya que no se dispone de sensores capaces de medir *AFR*, NO_x y humos. Por tanto, la cuantificación del comportamiento del sistema se debe realizar mediante otras magnitudes. En general, se emplean las medidas de la presión en el colector de admisión, P_a , y el flujo másico de aire que circula por el compresor, \dot{m}_a . Estas variables son accesibles y están íntimamente relacionadas con el *AFR*, NO_x y humos (Stefanopoulou *et al.*, 2000).

Por último, existen otras dos variables que afectan en gran medida al comportamiento de este tipo de motores. Por un lado se encuentra el régimen de giro del motor (*RPM*). Esta variable depende de múltiples factores como el par motor generado, par resistente, la inercia del vehículo, etc. Por otro lado, se encuentra la masa de fuel (\dot{m}_f), es decir, la cantidad de fuel inyectado.

La obtención de un modelo matemático del sistema de renovación de la carga, debe mantener el equilibrio entre modelos capaces de representar con suficiente precisión este complejo proceso y, al mismo tiempo, pueda ser empleado desde el punto de vista de control. La propuesta seleccionada en este artículo es el empleo de modelos borrosos reglados con estructura Takagi-Sugeno (T-S). Donde, desde un punto de vista de ingeniería de control, se han empleado las variables \dot{m}_a y P_a como variables controladas, *EGR* y *TGV* como variables manipuladas y, finalmente, \dot{m}_f y *RPM* como perturbaciones medibles. La influencia dinámica de éstas últimas (\dot{m}_f y *RPM*), será identificada y empleada para realizar simulaciones, sin embargo no se hará uso de dicha dinámica en el proceso de diseño del controlador. En (Ariño *et al.*, 2007), (Chen *et al.*, 2007) y (Tong *et al.*, 2002) se describen distintas alternativas para la inclusión de perturbaciones en el diseño de controladores a partir de modelos T-S.

Los modelos borrosos T-S fueron introducidos en (Takagi y Sugeno, 1985) y, son considerados como potentes aproximadores universales de funciones. El empleo de estas estructuras en el área de motores es relativamente novedoso pero muy prolífico, tal y como muestra el elevado número de publicaciones existentes (Khar *et al.*, 2007), (Lee *et al.*, 2007). Enmarcado dentro de este contexto, una contribución previa de los autores es (García-Nieto *et al.*, 2007). Dicho trabajo previo describe el empleo de estructuras T-S en la identificación del sistema de renovación de la carga y su empleo en el diseño de controladores PDC. Además, se analiza la estabilidad del sistema en bucle cerrado mediante LMIs. Las principales diferencias entre el artículo (García-Nieto *et al.*, 2007) y la propuesta que se detalla en los apartados sucesivos son:

- Identificación: en primer lugar, en (García-Nieto *et al.*, 2007) se disponía de un único conjunto de datos, del cual, el 80 % de los mismos fueron empleados en la identificación y, el resto, para validación. Sin embargo, actualmente se dispone de un segundo conjunto de datos, del mismo tamaño que el primero. Esta circunstancia, ha permitido que en este artículo se haya empleado el 100 % del primer conjunto de datos en el proceso de identificación del modelo.

Posteriormente, se ha realizado la validación empleando los nuevos datos. La disponibilidad de una mayor cantidad de información experimental, mejora a priori los resultados de identificación que se pueden obtener. Por otra parte, en el presente trabajo se plantea la normalización de los espacios de variables con el objetivo de mejorar los resultados que se obtienen cuando se emplean algoritmos de agrupamiento.

- **Control:** el presente trabajo describe el diseño de un controlador PDC basado en la minimización de un índice cuadrático, garantizando la estabilidad del sistema en bucle cerrado de manera global, tal y como se mostrará a continuación, utilizando LMIs. Sin embargo, el trabajo presentado en (García-Nieto *et al.*, 2007) describe el diseño local de controladores LQR para cada regla y el análisis posterior de la estabilidad mediante LMIs del controlador PDC obtenido. Esta última propuesta se basa en una metodología iterativa de prueba y error. Otro aspecto diferenciador entre los dos trabajos es la eliminación del error en régimen permanente. El diseño que se presenta en este artículo plantea la eliminación del error permanente de todas las variables controladas (\hat{m}_a y p_a), tal y como se mostrará en los apartados sucesivos. Al contrario de lo que sucedía en (García-Nieto *et al.*, 2007), donde únicamente se proponía la eliminación del error en régimen permanente para una única variable controlada (\hat{m}_a).

La propuesta de control planteada es el diseño de un controlador borroso óptimo basado en la estructura PDC introducida en (Sugeno y Kang, 1986) y ampliamente desarrollada en (Tanaka y Wang, 2001). La idea fundamental de esta técnica es el diseño de un controlador local para cada uno de los modelos locales que se describen en los consecuentes del modelo borroso. Sin embargo, un diseño específico de cada controlador no puede garantizar la estabilidad del sistema de manera global. En respuesta a esta necesidad y basado en los trabajos presentados en (Tanaka y Wang, 2001), se propone el diseño de los parámetros de los controladores locales como la solución de un problema de minimización sujeto a LMIs. Éstas (Boyd *et al.*, 1994), se presentan como una potente herramienta a la hora del diseño y análisis de sistemas de control. El controlador final, es la obtención de un controlador borroso óptimo que garantiza la estabilidad del sistema en bucle cerrado de manera global.

Este artículo se encuentra dividido en 5 secciones además de la presente introducción. La sección 2 presenta la descripción matemática de los modelos borrosos T-S y de los controladores con estructura PDC. A continuación, la sección 3 presenta la metodología de identificación a partir de datos experimentales, así como la validación del modelo borroso obtenido. La sección 4 propone una estrategia de control basada en PDC a partir del modelo borroso identificado. El cálculo de los parámetros del controlador se realiza mediante la resolución de un problema de optimización descrito mediante LMIs. La sección 5 presenta los resultados obtenidos en simulación de la estrategia de control propuesta. Por último, la sección 6 muestra las principales conclusiones obtenidas en el desarrollo de este trabajo, así como algunas de las líneas futuras. Adicionalmente se incluye el apéndice A, donde se adjuntan fórmulas y figuras que por cuestión de espacio no se han podido incluir en secciones anteriores.

2. FUNDAMENTOS MATEMÁTICOS

La presente sección presenta la formulación matemática asociada a los sistemas borrosos empleados en este artículo. En particular, se definen los modelos borrosos con estructura T-S (Takagi y Sugeno, 1985) y los controladores borrosos con estructura PDC (Sugeno y Kang, 1986).

2.1 Modelos Borrosos T-S

Los modelos borrosos que se emplean se describen como:

REGLA i :

Si $z_1(k)$ **Es** M_{i1} **Y** \dots **Y** $z_p(k)$ **Es** M_{ip} **Entonces** (1)

$$\begin{aligned} X(k+1) &= A_i X(k) + B_i U(k) \\ Y(k) &= C_i X(k) \quad i = 1, 2, \dots, r \end{aligned}$$

Donde M_{ij} define los conjuntos borrosos de pertenencia de las variables $z_p(k)$, r es el número de reglas del modelo y, las matrices A_i , B_i y C_i definen el modelo en espacio de estados de los consecuentes. Por tanto, la salida de los modelos borrosos T-S puede ser inferida según las ecuaciones:

$$X(k+1) = \frac{\sum_{i=1}^r w_i(\mathbf{z}(k))(A_i X(k) + B_i U(k))}{\sum_{i=1}^r w_i(\mathbf{z}(k))} \quad (2)$$

$$= \sum_{i=1}^r h_i(\mathbf{z}(k))(A_i X(k) + B_i U(k))$$

$$Y(k) = \frac{\sum_{i=1}^r w_i(\mathbf{z}(k))(C_i X(k))}{\sum_{i=1}^r w_i(\mathbf{z}(k))} \quad (3)$$

$$= \sum_{i=1}^r h_i(\mathbf{z}(k))(C_i X(k))$$

Donde,

$$\begin{aligned} \mathbf{z}(k) &= [z_1(k) \dots z_p(k)] \\ w_i(\mathbf{z}(k)) &= \prod_{j=1}^p M_{ij}(z_j(k)) \end{aligned} \quad (4)$$

$$h_i(\mathbf{z}(k)) = \frac{w_i(\mathbf{z}(k))}{\sum_{i=1}^r w_i(\mathbf{z}(k))}$$

La obtención de los distintos parámetros del modelo borroso se obtienen mediante la aplicación de técnicas de identificación difusa basadas en (Babuska y Verbruggen, 1996), (Babuska, 1998) y (Abonyi, 2003). La idea básica de estos métodos es la obtención de modelos borrosos T-S a partir de datos experimentales reales, mediante la aplicación de técnicas de agrupación borrosa en el espacio de las variables del modelo.

2.2 Estructura del Controlador PDC

La estructura del controlador empleado se describe como:

REGLA i :

Si $z_1(k)$ **Es** M_{i1} **Y** \dots **Y** $z_p(k)$ **Es** M_{ip} **Entonces** (5)

$$U(k) = -K_i X(k) \quad i = 1, 2, \dots, r$$

Donde M_{ij} define los conjuntos borrosos de pertenencia de las variables $z_p(k)$, r es el número de reglas del modelo y, K_i son las matrices de realimentación del estado en cada regla. Por tanto, la acción de control global del controlador PDC puede ser inferida como:

$$\begin{aligned} U(k) &= -\frac{\sum_{i=1}^r w_i(\mathbf{z}(k))(K_i X(k))}{\sum_{i=1}^r w_i(\mathbf{z}(k))} \\ &= -\sum_{i=1}^r h_i(\mathbf{z}(k))(K_i X(k)) \end{aligned} \quad (6)$$

3. IDENTIFICACIÓN DEL PROCESO DE RENOVACIÓN DE LA CARGA

El diseño de un sistema de control que gobierne el comportamiento de un proceso complejo, siempre resulta un reto. En general, el primer escollo que se presenta es la obtención de un modelo matemático que represente de manera adecuada el comportamiento dinámico del sistema. En muchas ocasiones el sistema es tan complejo y desconocido para los ingenieros, que se emplean técnicas de identificación a partir de datos experimentales, conocidas como identificación basada en *Caja Negra* (Ljung, 1999). El proceso de identificación que se presenta a continuación plantea el modelado del proceso de renovación de la carga de un motor diesel turbo alimentado a partir de datos experimentales obtenidos en ensayos de laboratorio. Las características técnicas del vehículo sometido a test se muestran a continuación:

- Motor Diesel PSA (Grupo Peugeot-Citröen)
- 1600 cc., 4 cilindros en línea y 2 válvulas/cilindro
- 1000 kg de peso
- Radio de Compresión 18.3:1
- Máxima potencia: 78.75 kW
- Common rail de inyección directa
- Válvula electrónica EGR
- Válvula de geometría variable a la entrada de la turbina

Los datos experimentales, empleados en este ejemplo, han sido obtenidos sometiendo el vehículo descrito anteriormente a un test de homologación *Euro 4* (Emission Standards: European Union, 2003). Este test se realiza con el objetivo de comprobar el cumplimiento de la normativa en cuanto a emisiones de contaminantes y, se basa en el seguimiento de un perfil de velocidad preestablecido, mientras los sistemas de medida recogen los valores de una magnitud determinada. A continuación, las figuras 2 y 3, muestran el comportamiento dinámico de las variables empleadas para la identificación del tipo *caja negra* durante la ejecución de un ciclo *Euro 4* real.

3.1 Metodología de Identificación Borrosa Propuesta

La metodología de identificación propuesta se basa en los trabajos presentados en (Babuska y Verbruggen, 1996) y (Babuska, 1998). Este método aplica técnicas de agrupación borrosa sobre el espacio de variables (Gustafson y Kessel, 1979), (Zhao *et al.*, 1994) y (Herrera y Martínez, 2003). El objetivo es la identificación de subespacios con características similares que dan lugar a un conjunto de submodelos lineales. A su vez, dichos submodelos forman parte de un modelo no lineal global mediante el empleo de un número determinado de reglas borrosas. Las funciones de pertenencia de los antecedentes de

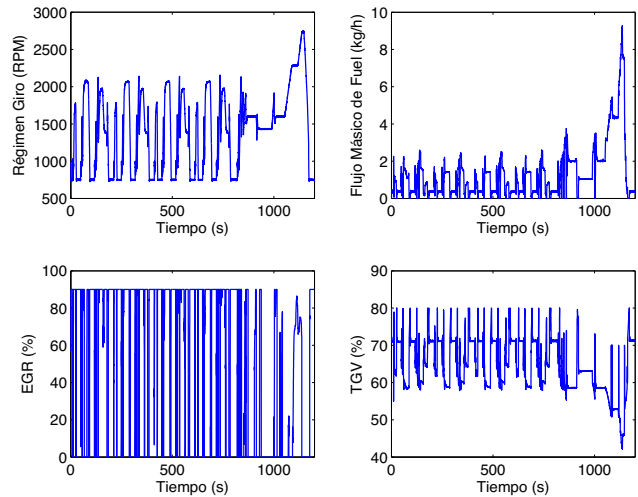


Figura 2. Datos experimentales de las variables de entrada

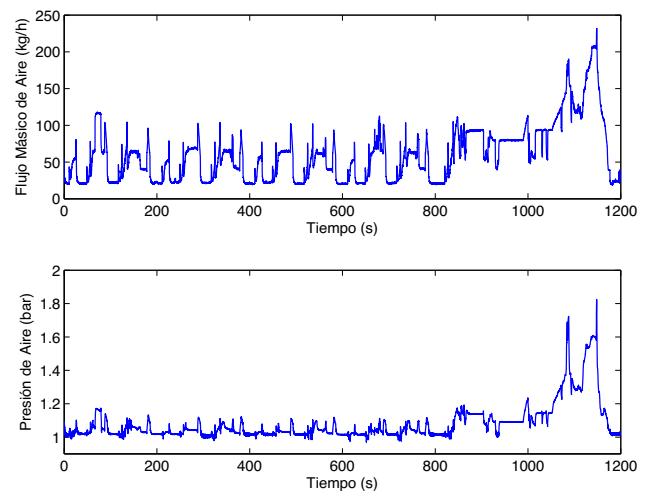


Figura 3. Datos experimentales de las variables de salida

las reglas son extraídas directamente de la proyección de la matriz de pertenencia procedente del agrupamiento sobre el plano de cada una de las variables que compone el término de los antecedentes. La figura 4 muestra de manera esquemática, las distintas etapas que componen el método de identificación propuesto en (Babuska, 1998).

El presente artículo propone una simplificación del método original basado en el empleo de funciones de transferencia y, permite obtener una representación en espacio de estados. El método de Babuska propone que los consecuentes de las reglas sean modelos MISO (Múltiple Entrada Salida Única) con estructura NARX¹. Es decir, que en un consecuente sólo se pueda describir el comportamiento dinámico de una salida. Sin embargo, este tipo de estructura no resulta apropiada cuando se decide diseñar controladores empleando las técnicas descritas en (Tanaka y Wang, 2001), basadas en empleo de modelos borrosos T-S, donde los consecuentes vienen descritos mediante representación interna (espacio de estados).

¹ Modelo No Lineal Autorregresivo con variables Exógenas: $y(k) = F\{y(k-1), \dots, y(k-n), u(k-1), \dots, u(k-m)\}$

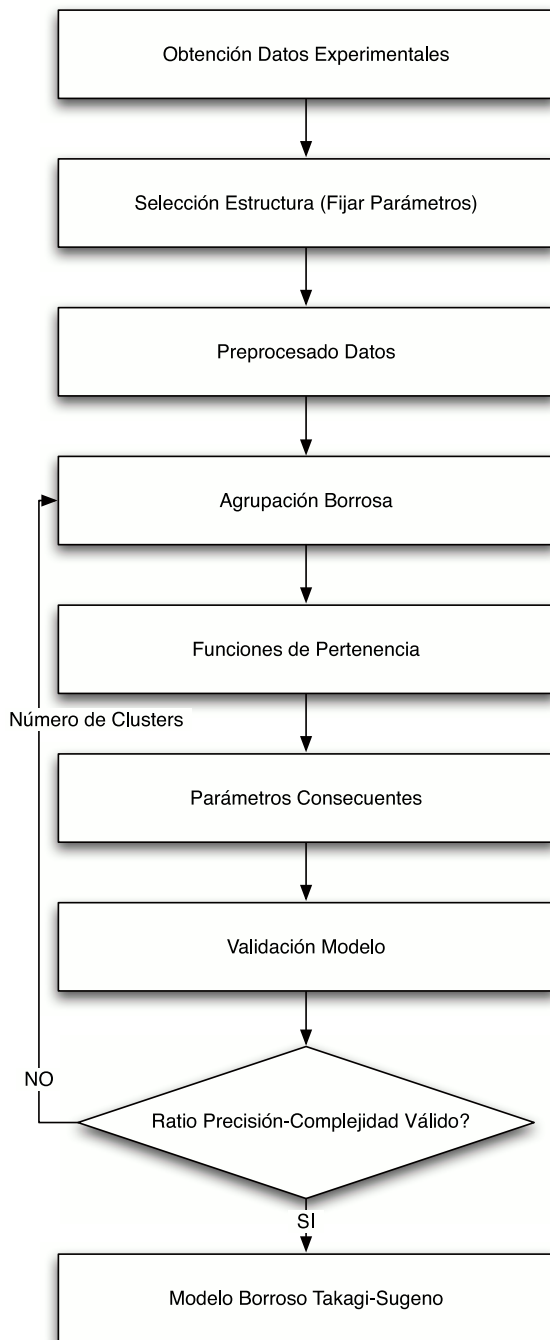


Figura 4. Etapas del proceso de identificación

La cuestión determinante, que diferencia el método de identificación de Babuska y el empleado en este artículo, es la selección de la estructura de los consecuentes. En el método original, cada salida del sistema puede tener una estructura NARX diferente del resto de salidas del proceso, mientras que el empleo de una representación en espacio de estados, requiere que todas las salidas presenten la misma estructura, de manera que la representación global pueda ser expresada de manera matricial. Por ejemplo, para el caso del sistema de renovación de la carga se propone:

$$\begin{aligned} \dot{m}_a(k+1) &= F\{\dot{m}_a(k), \dot{m}_a(k-1), p_a(k), \\ & p_a(k-1), RPM(k), \dot{m}_f(k), \\ & EGR(k-1), TGV(k-1)\} \\ p_a(k+1) &= F\{\dot{m}_a(k), \dot{m}_a(k-1), p_a(k), \\ & p_a(k-1), RPM(k), \dot{m}_f(k), \\ & EGR(k-1), TGV(k-1)\} \end{aligned} \quad (7)$$

La aplicación de esta restricción en el planteamiento de la estructura de los consecuentes, produce que el espacio de variables donde se realiza la agrupación sea el mismo en todas las salidas. Es decir, si se define una estructura dinámica distinta para cada una de las salidas de los modelos, el espacio de variables donde se realice la agrupación será muy distinto y, por tanto el conjunto de reglas y funciones de pertenencia también. Sin embargo, si todas las salidas son definidas mediante la misma estructura, el espacio de agrupamiento será similar. Por tanto, se podrá establecer un conjunto de reglas y funciones de pertenencia comunes. Asimismo, se podrá expresar el conjunto de todas las salidas mediante una estructura matricial clásica en espacio de estados, tal y como muestran en las ecuaciones (9), (10) y (11). La representación mediante espacio de estados propuesta, emplea los incrementos de las variables EGR y TGV como las acciones de control del sistema. Esta modificación respecto al esquema original hace posible el empleo de toda la metodología descrita en (Tanaka y Wang, 2001), ya que como se apunta en el capítulo 2 de dicha referencia y se desarrolla exhaustivamente en (Tanaka, 1994); las acciones de control no deben aparecer en los antecedentes de la reglas borrosas para evitar un complejo proceso de desborrosificación que haría inviable los resultados propuestos en (Tanaka y Wang, 2001).

El punto de partida para aplicar la metodología de identificación es el conjunto de datos experimentales. A partir de estos, se aplican las distintas etapas definidas en la figura 4, donde la estructura de los consecuentes será la determinada en la ecuación (7). Sin embargo, resulta recomendable un preprocesado de los datos con el objetivo de normalizar el rango de las variables del proceso entre -1 y 1 . La tabla 1 muestra los rangos reales de las señales y las funciones de conversión empleadas.

Tabla 1. Normalización de las Variables.

Variable	Rango Real	Normalización - $f_n(x)$
\dot{m}_a	[0, 250] (kg/h)	$= 0.008 \cdot \dot{m}_a - 1$
p_a	[0.9, 2] (bar)	$= 1.818 \cdot p_a - 2.64$
RPM	[720, 3000] (rpm)	$= 0.001 \cdot RPM - 1.63$
\dot{m}_f	[0.9, 2] (kg/h)	$= 0.167 \cdot \dot{m}_f - 1$
EGR	[0, 100] (%)	$= 0.02 \cdot EGR - 1$
TGV	[0, 100] (%)	$= 0.02 \cdot TGV - 1$

La aplicación de las distintas etapas que constituyen la metodología de identificación que se muestran en la figura 4, junto con un proceso iterativo de prueba y error, permiten establecer el mejor ratio entre precisión del modelo y complejidad. El resultado es la definición de 3 únicas clases en el proceso de agrupación borrosa y, por tanto, se obtendrán un modelo borroso con estructura T-S de 3 reglas (Takagi y Sugeno, 1985). Sin embargo, en el método original de Babuska los consecuentes de cada una de las reglas son expresados mediante expresiones Entrada-Salida, con la siguiente estructura:

$$\begin{aligned}
\dot{m}_a(k+1) &= a_1\dot{m}_a(k) + a_2\dot{m}_a(k-1) + \\
&+ a_3p_a(k) + a_4p_a(k-1) + b_1RPM(k) + \\
&+ b_2\dot{m}_f(k) + b_3EGR(k) + b_4TGV(k) + c_1 \\
p_a(k) &= a_5\dot{m}_a(k) + a_6\dot{m}_a(k-1) + \\
&+ a_7p_a(k) + a_8p_a(k-1) + b_5RPM(k) + \\
&+ b_6\dot{m}_f(k) + b_7EGR(k) + b_8TGV(k) + c_2
\end{aligned} \tag{8}$$

Mientras que en el método propuesto, los consecuentes se expresan mediante representación en espacios de estados. Esta transformación de Entrada-Salida a representación interna, se consigue aplicando la forma canónica controlable (Ogata, 1996), obteniendo el modelo T-S de 3 reglas siguiente:

REGLA 1 :

$$\begin{aligned}
\text{Si } \dot{m}_a(k) \text{ Es } D_1 \text{ Y } \dot{m}_a(k-1) \text{ Es } E_1 \text{ Y} \\
p_a(k) \text{ Es } F_1 \text{ Y } p_a(k-1) \text{ Es } J_1 \text{ Y} \\
RPM(k) \text{ Es } L_1 \text{ Y } \dot{m}_f(k) \text{ Es } M_1 \text{ Y} \\
EGR(k-1) \text{ Es } N_1 \text{ Y } TGV(k-1) \text{ Es } Z_1
\end{aligned} \tag{9}$$

Entonces

$$\begin{aligned}
X'(k+1) &= A'_1X'(k) + B'_1U'(k) + \Psi_1W(k) \\
Y(k) &= C'_1X'(k)
\end{aligned}$$

REGLA 2 :

$$\begin{aligned}
\text{Si } \dot{m}_a(k) \text{ Es } D_2 \text{ Y } \dot{m}_a(k-1) \text{ Es } E_2 \text{ Y} \\
p_a(k) \text{ Es } F_2 \text{ Y } p_a(k-1) \text{ Es } J_2 \text{ Y} \\
RPM(k) \text{ Es } L_2 \text{ Y } \dot{m}_f(k) \text{ Es } M_2 \text{ Y} \\
EGR(k-1) \text{ Es } N_2 \text{ Y } TGV(k-1) \text{ Es } Z_2
\end{aligned} \tag{10}$$

Entonces

$$\begin{aligned}
X'(k+1) &= A'_2X'(k) + B'_2U'(k) + \Psi_2W(k) \\
Y(k) &= C'_2X'(k)
\end{aligned}$$

REGLA 3 :

$$\begin{aligned}
\text{Si } \dot{m}_a(k) \text{ Es } D_3 \text{ Y } \dot{m}_a(k-1) \text{ Es } E_3 \text{ Y} \\
p_a(k) \text{ Es } F_3 \text{ Y } p_a(k-1) \text{ Es } J_3 \text{ Y} \\
RPM(k) \text{ Es } L_3 \text{ Y } \dot{m}_f(k) \text{ Es } M_3 \text{ Y} \\
EGR(k-1) \text{ Es } N_3 \text{ Y } TGV(k-1) \text{ Es } Z_3
\end{aligned} \tag{11}$$

Entonces

$$\begin{aligned}
X'_3(k+1) &= A'_3X'(k) + B'_3U'(k) + \Psi_3W(k) \\
Y(k) &= C'_3X'(k)
\end{aligned}$$

Donde²

$$\begin{bmatrix} \dot{m}_a(k-1) \\ \dot{m}_a(k) \\ p_a(k-1) \\ p_a(k) \end{bmatrix}_{X'(k)} \begin{bmatrix} EGR(k) \\ TGV(k) \end{bmatrix}_{U'(k)} \tag{12}$$

$$\begin{bmatrix} RPM(k) \\ \dot{m}_f(k) \\ 1 \end{bmatrix}_{W(k)} \begin{bmatrix} \dot{m}_a(k) \\ p_a(k) \end{bmatrix}_{Y(k)}$$

$$\mathbf{z}(k) = [X'(k) \ U'(k)] \tag{13}$$

$$\begin{aligned}
w_i &= D_i(\dot{m}_a(k)) \cdot E_i(\dot{m}_a(k-1)) \cdot F_i(p_a(k)) \cdot \\
&\cdot J_i(p_a(k-1)) \cdot L_i(RPM(k)) \cdot M_i(\dot{m}_f(k)) \cdot \\
&\cdot N_i(EGR(k)) \cdot Z_i(TGV(k))
\end{aligned} \tag{14}$$

Sin embargo, los consecuentes descritos por las ecuaciones (9), (10) y (11) no pueden ser empleados directamente para el diseño de los controladores con estructura PDC. Esto es debido a que el vector de las acciones de control $U'(k)$ aparece directamente en los antecedentes de las reglas borrosas (ecuación (13)), hecho que complica enormemente el proceso de desborrosificación del controlador borroso (Tanaka y Wang, 2001). Este problema, que ya fue apuntado en la introducción, se ha resuelto modificando la representación en espacio de estados sustituyendo las variables controladas $EGR(k)$ y $TGV(k)$ por los incrementos de dichas variables, tal y como muestra a continuación:

$$\begin{aligned}
X'(k+1) &= A'_iX'(k) + B'_iU'(k) + \Psi_iW(k) = \\
&= A'_iX'(k) + B'_i\Delta U'(k) + B'_iU'(k-1) + \Psi_iW(k)
\end{aligned} \tag{15}$$

Donde,

$$U'(k) = \Delta U'(k) + U'(k-1) \tag{16}$$

Aplicando la ecuación (15) a los consecuentes de las reglas (9), (10) y (11), se obtiene un modelo borroso donde los antecedentes de las reglas no varían y los consecuentes vienen descritos por las ecuaciones (17), (18) y (19).

CONSECUENTE REGLA 1 :

$$\begin{aligned}
\underbrace{\begin{bmatrix} X'(k+1) \\ U'(k) \end{bmatrix}}_{X(k+1)} &= \underbrace{\begin{bmatrix} A'_1 & B'_1 \\ 0 & I \end{bmatrix}}_{A_1} \underbrace{\begin{bmatrix} X'(k) \\ U'(k-1) \end{bmatrix}}_{X(k)} + \\
&+ \underbrace{\begin{bmatrix} B'_1 \\ I \end{bmatrix}}_{B_1} \underbrace{[\Delta U'(k)]}_{U(k)} + \Psi_1W(k)
\end{aligned} \tag{17}$$

$$Y(k) = \underbrace{[C'_1 \ 0]}_{C_1} \underbrace{\begin{bmatrix} X'(k) \\ U'(k-1) \end{bmatrix}}_{X(k)}$$

² El subíndice de las matrices define el nombre de la matriz. Es decir, $[B]_A \triangleq A = [B]$. Por ejemplo, $[\dot{m}_a(k) \ p_a(k)]_{Y(k)}^T$ es equivalente a $Y(k) = [\dot{m}_a(k) \ p_a(k)]^T$

CONSECUENTE REGLA 2 :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} X'(k+1) \\ U'(k) \end{bmatrix}}_{X(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} A'_2 & B'_2 \\ 0 & I \end{bmatrix}}_{A_2} \underbrace{\begin{bmatrix} X'(k) \\ U'(k-1) \end{bmatrix}}_{X(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} B'_2 \\ I \end{bmatrix}}_{B_2} \underbrace{[\Delta U'(k)]}_{U(k)} + \Psi_2 W(k) \quad (18)$$

$$Y(k) = \underbrace{\begin{bmatrix} C'_2 & 0 \end{bmatrix}}_{C_2} \underbrace{\begin{bmatrix} X'(k) \\ U'(k-1) \end{bmatrix}}_{X(k)}$$

CONSECUENTE REGLA 3 :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} X'(k+1) \\ U'(k) \end{bmatrix}}_{X(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} A'_3 & B'_3 \\ 0 & I \end{bmatrix}}_{A_3} \underbrace{\begin{bmatrix} X'(k) \\ U'(k-1) \end{bmatrix}}_{X(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} B'_3 \\ I \end{bmatrix}}_{B_3} \underbrace{[\Delta U'(k)]}_{U(k)} + \Psi_3 W(k) \quad (19)$$

$$Y(k) = \underbrace{\begin{bmatrix} C'_3 & 0 \end{bmatrix}}_{C_3} \underbrace{\begin{bmatrix} X'(k) \\ U'(k-1) \end{bmatrix}}_{X(k)}$$

Donde,

$$\begin{bmatrix} \dot{m}_a(k-1) \\ \dot{m}_a(k) \\ p_a(k-1) \\ p_a(k) \\ EGR(k-1) \\ TGV(k-1) \end{bmatrix}_{X(k)} \quad \begin{bmatrix} \Delta EGR(k) \\ \Delta TGV(k) \end{bmatrix}_{U(k)} \quad (20)$$

$$\begin{bmatrix} RPM(k) \\ \dot{m}_f(k) \\ 1 \end{bmatrix}_{W(k)} \quad \begin{bmatrix} \dot{m}_a(k) \\ p_a(k) \end{bmatrix}_{Y(k)}$$

$$\mathbf{z}(\mathbf{k}) = X(\mathbf{k}) \quad (21)$$

A la vista de los nuevos consecuentes, el controlador borroso diseñado a partir del modelo planteado, no presentará problemas de desborrosificación. Asimismo, se han empleado las variables $\dot{m}_f(k)$ y $RPM(k)$ como perturbaciones medibles dentro del modelo borroso, tal y como se puede apreciar en el vector $W(k)$. Las funciones de pertenencia de los antecedentes de las reglas y las matrices de los modelos en espacio de estados de los consecuentes vienen descritas en el apéndice A.

3.2 Validación del Modelo

El modelo borroso obtenido será validado mediante un segundo conjunto de datos, procedentes de otro test *Euro 4* realizado sobre el mismo vehículo. Sin embargo, en este segundo test la masa del vehículo se ha modificado, añadiendo una masa extra de 100 kg. El objetivo es validar el comportamiento del modelo con este segundo paquete de datos experimentales.

Además de presentar las gráficas referentes a las comparativas de modelo y proceso, se empleará un índice que permita cuantificar la calidad del modelo con mayor objetividad. El índice seleccionado es el denominado *VAF* (Varianza Considerada), que representa la varianza en porcentaje entre dos señales temporales. Este índice, el cual se define mediante la ecuación (22), es ampliamente utilizado en la literatura dentro del ámbito de identificación de sistemas dinámicos (Verdult y Verhaegen, 2000). Cuando el valor del índice es más cercano al 100 %, mayor es la precisión del modelo identificado respecto al comportamiento real del proceso.

$$VAF(y, \hat{y}) = 100 \% \left[1 - \frac{var(y - \hat{y})}{var(y)} \right] \quad (22)$$

Donde y e \hat{y} serán vectores en el caso mono variable y matrices en el caso multivariable. Por tanto, la evaluación del índice en el caso de matrices se define como la aplicación de la ecuación (22) para cada una de las columnas de la matriz y , analizada respecto a su columna correspondiente en la matriz \hat{y} . Por tanto, dadas dos matrices y e \hat{y} se calculará como

$$VAF(y(N, 1), \hat{y}(N, 1)), \dots, VAF(y(N, p), \hat{y}(N, p)) \quad (23)$$

La figura 5 muestra la validación del modelo borroso de 3 reglas frente al proceso real, empleando el segundo conjunto de datos.

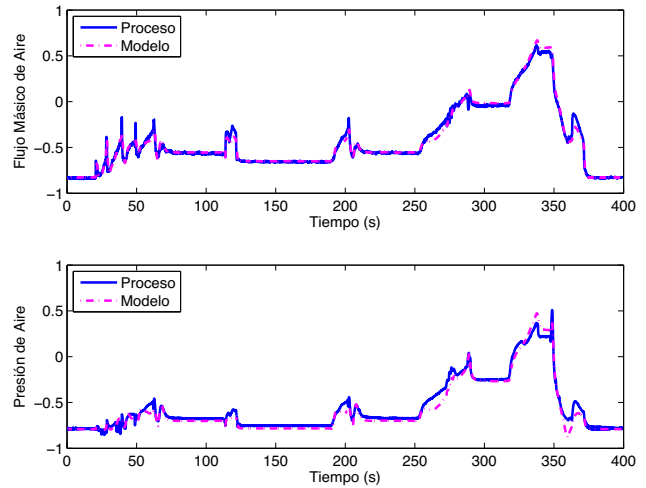


Figura 5. Validación - Real (Sólido) vs Modelo Identificado (Discontinua).

El cálculo del índice *VAF*, reflejado en la tabla 2, permite establecer conclusiones cuantitativas y analíticas, más allá de la apreciación visual de la gráfica 5.

Tabla 2. Valores índice *VAF* (%).

	\dot{m}_a	p_a
Dat. Identificación	93.4120	95.1030
Dat. Validación	96.9329	97.2370

En primer lugar, se puede observar como el valor del índice de precisión presenta valores superiores al 90 % en ambos experimentos (identificación y validación). Por tanto, el modelo identificado puede representar con cierta garantías el comportamiento del proceso real. En segundo lugar, el valor del *VAF* es ligeramente superior en la validación. Esta cuestión resulta sor-

prendente³, ya que en general, la respuesta de un modelo ante un paquete de datos de validación suele ser peor que ante los datos de identificación. Una posible respuesta a este resultado se basa en el análisis de los datos que se muestran en la figura 6. Ésta muestra como los datos de validación presentan una respuesta dinámica con transiciones suaves, es decir, no existen saltos bruscos en el comportamiento. Sin embargo, los datos de identificación presentan variaciones abruptas puntualmente, destacadas en la figura 6. Estas variaciones se deben en gran medida al efecto del cambio de marchas manual, en particular al tiempo empleado en la modificación de una marcha.

Realizar un cambio de marcha de manera lenta (tiempo consumido elevado), provoca una disminución muy significativa de la \dot{m}_a . Esta disminución es consecuencia de un flujo de fuel prácticamente nulo, ya que en el proceso de cambio de una marcha el conductor levanta el pie del acelerador. Esta circunstancia da lugar a un descenso brusco de las variables del proceso y, por tanto, que dichas variables alcancen valores muy distintos a los que presentaban en el instante previo a la modificación de la marcha del vehículo.

La figura 6 muestra como los datos de validación (ventana inferior) presentan una respuesta dinámica con cambios suaves, es decir los estados del proceso tienen un recorrido pequeño en el dominio no lineal de dicho proceso. Sin embargo, los datos de identificación (ventana superior) presentan cambios mucho mayores y bruscos, debidos al aumento del tiempo consumido en el cambio de una marcha. Esta circunstancia provoca un recorrido de los estados en el dominio no lineal mucho mayor, hecho que parece ser la causa objetiva del mejor dato de VAF para la validación.

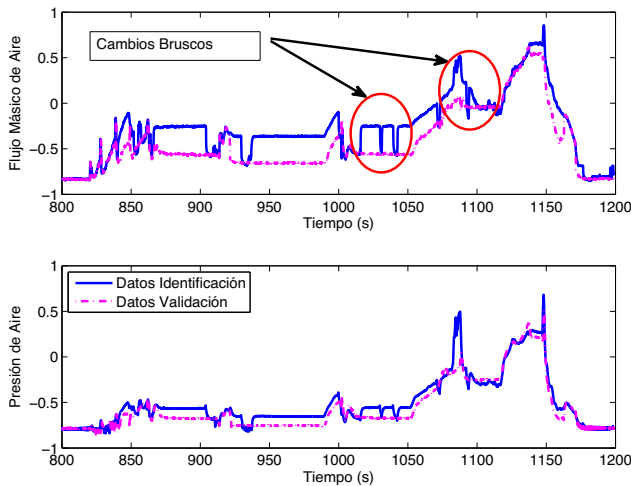


Figura 6. Comparación de los dos conjuntos de datos experimentales empleados (no son simulaciones basadas en el modelo borroso).

³ Los resultados de identificación y validación presentados en el artículo pueden resultar sorprendente, pero analizando los datos que aparecen en la figura 6 se puede encontrar una respuesta razonable, tal y como se comenta en el texto.

4. CONTROLADOR BORROSO ÓPTIMO

La metodología de diseño que se propone en esta sección, se basa en los trabajos presentados en (Takagi y Sugeno, 1985) y (Tanaka y Wang, 2001). El objetivo es la obtención de un controlador no lineal con estructura borrosa T-S que minimiza un índice cuadrático de tipo LQR y, al mismo tiempo, garantice estabilidad según la teoría de Lyapunov (Branicky, 1998).

El controlador óptimo borroso se diseña mediante la resolución de un problema de optimización donde el objetivo es minimizar una cota superior del índice de coste cuadrático. Este planteamiento presenta la gran ventaja de poder ser expresado en términos de LMIs, lo cual garantiza su resolución en tiempo polinomial mediante algoritmos muy eficientes al tratarse de un problema convexo (Boyd *et al.*, 1994).

La estructura utilizada para el controlador se denomina PDC. Este tipo de controladores fue introducido en (Takagi y Sugeno, 1985) y (Tanaka y Wang, 2001). La idea fundamental es el diseño de un controlador local para cada uno de los submodelos de los consecuentes. Posteriormente, a partir de los diseños locales, se genera un controlador global borroso que comparte la estructura T-S del modelo identificado. Es decir, el número de reglas, los antecedentes y las funciones de pertenencia del controlador son los mismos que los empleados en el modelo borroso descrito en (9), (10) y (11). En cambio, los consecuentes pasan a ser los controladores locales diseñados.

La desventaja de esta técnica es que no se puede garantizar la estabilidad del bucle cerrado a partir de la estabilidad por separado de cada uno de los modelos locales. Afortunadamente, la aplicación de la teoría de Lyapunov, unido al empleo de LMIs, permiten resolver este problema (Tanaka y Wang, 2001).

4.1 Diseño del Controlador mediante LMIs

El controlador T-S propuesto en ese artículo, debe minimizar el siguiente índice de tipo LQR,

$$J = \sum_0^{\infty} X^T Q X + U^T R U \quad (24)$$

sujeto a la dinámica del proceso⁴:

$$X(k+1) = \sum_{i=1}^r h_i(\mathbf{z}(k)) A_i X(k) + B_i U(k) \quad (25)$$

En primer lugar se amplían los modelos en espacio de estados de los consecuentes de las ecuaciones (9), (10) y (11), incluyendo 2 integradores. El objetivo de esta modificación del modelo original es eliminar el error en régimen permanente de la \dot{m}_a y p_a en el seguimiento de referencias local. La ecuación (26) muestra la estructura del modelo ampliado para abordar el problema de seguimiento de referencias.

⁴ La ecuación (25) muestra el modelo dinámico empleado en el diseño del controlador LQR. Se puede observar como no se ha tenido en cuenta la dinámica de las perturbaciones, tal y como se anticipó en la introducción.

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} A_i & 0 \\ -C_i & \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{bmatrix}_{A_i^*} \begin{bmatrix} B_i \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix}_{B_i^*} \\ & \begin{bmatrix} C_i & \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix}_{C_i^*} \end{aligned} \quad (26)$$

En segundo lugar, se realiza el diseño óptimo mediante LMIs empleando una versión simplificada del teorema 25 introducido en (Tanaka y Wang, 2001), enunciado es:

Teorema 1. Las matrices de realimentación que minimizan una cota superior del índice de coste pueden ser obtenidas resolviendo un problema de minimización sujeto a LMIs. En concreto, se garantiza que $J < X^T(0)PX(0) < \gamma$ al resolver el siguiente problema de minimización,

$$\underset{F, M_1, \dots, M_r, Y_0}{\text{Minimizar}} \quad \gamma \quad (27)$$

Sujeto a:

$$F > 0,$$

$$\begin{bmatrix} \gamma & X^T(0) \\ X(0) & F \end{bmatrix} > 0, \quad (28)$$

$$U_{ii} < 0 \quad (29)$$

$$V_{ij} < 0, \quad i > j \text{ s.a. } h_i \cap h_j \neq \phi \quad (30)$$

Donde,

$$\begin{bmatrix} Aux_1 & FC_i^{*T} & -M_i^T \\ C_i^*F & -Q^{-1} & 0 \\ -M_i & 0 & -R^{-1} \end{bmatrix}_{U_{ii}} \quad (31)$$

$$\begin{bmatrix} Aux_2 & FC_i^{*T} & -M_j^T & FC_j^{*T} & -M_i^T \\ C_i^*F & -Q^{-1} & 0 & 0 & 0 \\ -M_j & 0 & -R^{-1} & 0 & 0 \\ C_j^*F & 0 & 0 & -Q^{-1} & 0 \\ -M_i & 0 & 0 & 0 & -R^{-1} \end{bmatrix}_{V_{ij}} \quad (32)$$

$$\begin{bmatrix} F & FA_i^{*T} - M_i^T B_i^{*T} \\ A_i^*F - B_i^*M_i & F \end{bmatrix}_{Aux_1} \quad (33)$$

$$\begin{bmatrix} F & G_{ij}^T \\ G_{ij} & F \end{bmatrix}_{Aux_2}, \quad (34)$$

$$G_{ij} = \frac{(A_i^*F + A_j^*F - B_i^*M_j - B_j^*M_i)}{2}$$

Las matrices de realimentación del estado se extraen a partir de la solución de las LMIs como

$$K_i = M_i F^{-1} \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (35)$$

El método de diseño basado en LMIs que se ha presentado en el teorema 1, se ha aplicado al modelo identificado (ecuaciones

(9), (10) y (11)), donde las matrices de ponderación Q y R empleadas en el diseño se presentan en el apéndice A. La resolución de las LMIs se ha realizado mediante el empleo de la Toolbox *YALMIP* (Löfberg, 2004) para *MatLab* y la *LMI Toolbox*. El resultado es la obtención de tres matrices de realimentación del estado, tal y como muestra la ecuación (36),

$$\begin{bmatrix} 2.2471 & -0.0372 \\ -9.2847 & -0.9759 \\ 6.5575 & 3.1015 \\ -1.0573 & 1.7763 \\ 1.3905 & 0.0495 \\ -1.6831 & 0.9800 \\ 2.5502 & 0.4526 \\ -0.6747 & -0.6170 \end{bmatrix}_{K_1^T} \begin{bmatrix} 8.7726 & 0.5316 \\ -19.6217 & -1.9687 \\ -1.4572 & -2.3804 \\ 7.3364 & 7.9389 \\ 1.0714 & 0.0291 \\ 0.5619 & 1.1749 \\ 2.5526 & 0.4543 \\ -0.6759 & -0.6179 \end{bmatrix}_{K_2^T} \quad (36)$$

$$\begin{bmatrix} 9.5522 & 0.3713 \\ -20.1545 & -1.6329 \\ -0.5848 & -0.5781 \\ 6.3629 & 6.0317 \\ 1.1137 & 0.0374 \\ 0.3925 & 1.0669 \\ 2.5518 & 0.4528 \\ -0.6755 & -0.6172 \end{bmatrix}_{K_3^T}$$

El controlador global del sistema presenta una estructura equivalente a la del modelo identificado en el número de reglas, antecedentes y funciones de pertenencia. Sin embargo, los consecuentes de las reglas pasan a ser los controladores calculados individualmente en la sección anterior. Las ecuaciones (37), (38) y (39) muestran el sistema de control diseñado.

REGLA 1 :

$$\begin{aligned} \text{Si } \dot{m}_a(k) \text{ Es } D_1 \text{ Y } \dot{m}_a(k-2) \text{ Es } E_1 \text{ Y} \\ p_a(k-1) \text{ Es } F_1 \text{ Y } p_a(k-2) \text{ Es } J_1 \text{ Y} \\ RPM(k-1) \text{ Es } L_1 \text{ Y } \dot{m}_f(k-1) \text{ Es } M_1 \text{ Y} \end{aligned} \quad (37)$$

$$EGR(k-1) \text{ Es } N_1 \text{ Y } TGV(k-1) \text{ Es } Z_1$$

Entonces

$$U(k) = -K_1 X(k)$$

REGLA 2 :

$$\begin{aligned} \text{Si } \dot{m}_a(k) \text{ Es } D_2 \text{ Y } \dot{m}_a(k-2) \text{ Es } E_2 \text{ Y} \\ p_a(k-1) \text{ Es } F_2 \text{ Y } p_a(k-2) \text{ Es } J_2 \text{ Y} \\ RPM(k-1) \text{ Es } L_2 \text{ Y } \dot{m}_f(k-1) \text{ Es } M_2 \text{ Y} \end{aligned} \quad (38)$$

$$EGR(k-1) \text{ Es } N_2 \text{ Y } TGV(k-1) \text{ Es } Z_2$$

Entonces

$$U(k) = -K_2 X(k)$$

REGLA 3 :

$$\begin{aligned}
 &\text{Si } \dot{m}_a(k) \text{ Es } D_3 \text{ Y } \dot{m}_a(k-2) \text{ Es } E_3 \text{ Y} \\
 & p_a(k-1) \text{ Es } F_3 \text{ Y } p_a(k-2) \text{ Es } J_3 \text{ Y} \\
 & RPM(k-1) \text{ Es } L_3 \text{ Y } \dot{m}_f(k-1) \text{ Es } M_3 \text{ Y} \quad (39) \\
 & EGR(k-1) \text{ Es } N_3 \text{ Y } TGV(k-1) \text{ Es } Z_3
 \end{aligned}$$

Entonces

$$U(k) = -K_3 X(k)$$

5. VALIDACIÓN DE RESULTADOS

Tras el diseño del controlador en el epígrafe anterior, es preciso proceder a su validación. Esta cuestión no es fácil, debido a un importante inconveniente que está asociado a la imposibilidad de implementar el diseño realizado, relativo al control de Renovación de la Carga, en la Unidad Electrónica de Control (ECU) que equipan los vehículos. Dichas unidades no son accesibles de forma directa, pues están protegidas por los fabricantes, y en consecuencia no es posible sustituir la parte correspondiente a dicho control por el nuevo control desarrollado⁵, lo que nos lleva a la imposibilidad de realizar experiencias con el motor real y su ECU. Sin embargo, con la identificación borrosa del proceso de Renovación de la Carga se ha conseguido un modelo no lineal que se adapta al comportamiento de proceso de una forma muy razonable y en todo el rango de funcionamiento, de manera que la validación puede justificarse en simulación. Por lo tanto, para validar los resultados de este diseño, que como se acaba de comentar, correspondería a una parte del diseño de control global, es necesario aislar el subproceso de Renovación de la Carga del resto del proceso y generar una condiciones realistas de prueba que permitan inferir que los resultados que se obtienen son coherentes, comparables y en su caso mejorados, con los que de forma global se han obtenido con el proceso real y la ECU comercial. En este sentido, cuando se analizan los resultados del control global de un motor con la ECU comercial ante el Test Euro 4 (ver figura 7) se observa que, respecto al proceso de Renovación de la Carga, éste viene caracterizado por unos perfiles de \dot{m}_a , p_a , \dot{m}_f , RPM, etc. determinados (figuras 2 y 3) que aseguran la consecución de los objetivos del citado Test, en particular la velocidades lineales y par motor correspondientes, además y respecto a las especificaciones a cumplir, es sabido que la ECU comercial establece un control de referencia variable de la \dot{m}_a (relacionado con la \dot{m}_f a través de la relación aire fuel-AFR (control de ratio)) y sujeto a que p_a se mantenga dentro de un rango de funcionamiento adecuado. Por ello, la solución adoptada viene reflejada en la figura 8, en la que se ha aislado el proceso de renovación de la carga estableciendo una referencia de \dot{m}_a igual a la obtenida como salida en las pruebas reales y una referencia de p_a por debajo de la obtenida en dichas pruebas. Con este enfoque es posible valorar si el controlador diseñado es comparable al subcontrolador de la ECU que se dedica al proceso de renovación de la carga y en su caso si se ha producido alguna mejora (figura 10).

Los resultados de simulación en bucle cerrado se presentan en las figuras 9, 10 y 11. La figura 9 muestra como la respuesta

⁵ Las ECU incorporan otros controles y funciones adicionales al de Renovación de la Carga, pero indispensables para el funcionamiento global del vehículo

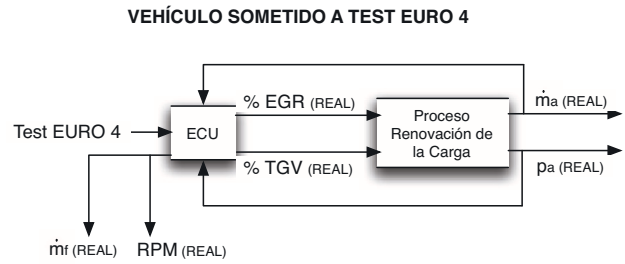


Figura 7. Control del Proceso de Renovación de la Carga en ECU's Comerciales.

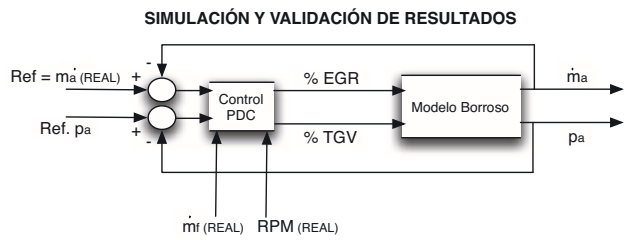


Figura 8. Control del Proceso de Renovación de la Carga Propuesto.

de la \dot{m}_a consigue seguir de manera razonable la referencia establecida. Por tanto, el comportamiento mecánico será similar al que se produce cuando la ECU gestiona el proceso. Por otra parte, se puede observar como la p_a es capaz de seguir el perfil de presiones determinado. Asimismo, la figura 10 muestra como la respuesta de la presión de aire de la ECU es mayor, hecho que puede favorecer una mayor producción de NO_x en comparación con presiones más bajas, como es el caso de la respuesta obtenida con el controlador borroso. En particular, se puede observar como con demandas de \dot{m}_a bajas la p_a del controlador borroso se mantiene en valores cercanos a la atmosférica, mientras que la ECU proporciona valores de presión de aire mayores.

La figura 11 muestra como las acciones de control EGR y TGV , propuestas por el controlador borroso T-S diseñado, presentan menor número de transiciones entre los valores de saturación de las válvulas. Este hecho podría ser determinante en la vida útil del accionador, ya que una continua conmutación entre los valores de saturación resulta perjudicial para los elementos mecánicos.

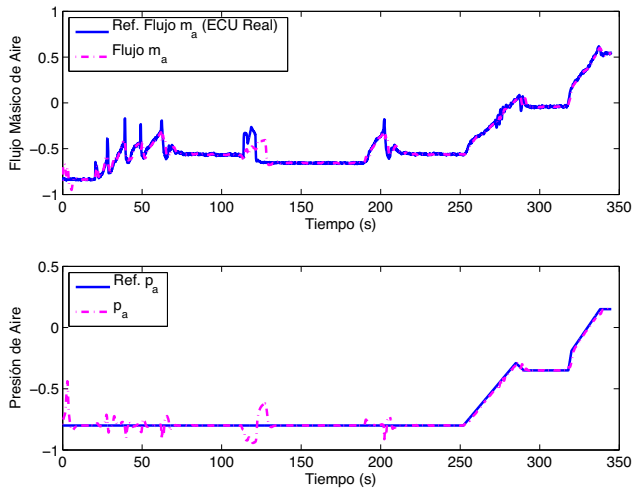


Figura 9. Respuesta de \dot{m}_a y p_a .

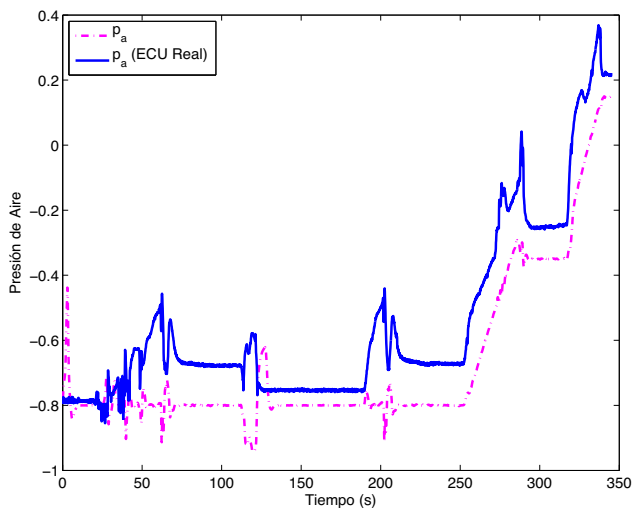


Figura 10. Comparativa de p_a obtenida con el diseño propuesto y empleando una ECU comercial.

6. CONCLUSIONES

El presente artículo muestra el proceso completo de identificación y diseño de un sistema de control para la gestión del proceso de renovación de la carga de un motor diesel turboalimentado. En primer lugar, se ha presentado una metodología para identificar un modelo borroso T-S, que representa de manera satisfactoria el comportamiento real del sistema. Ésta se basa en la modificación del método de identificación descrito en (Babuska, 1998). La ventaja de la propuesta introducida en este artículo es la obtención de un modelo borroso T-S donde los consecuentes son representaciones en espacio de estados MIMO. Por el contrario, el método original de Babuska emplea funciones de transferencia MISO en los consecuentes, los cuales no resultan apropiados en el diseño de controladores según las técnicas de diseño planteadas en (Tanaka y Wang, 2001).

En segundo lugar, se ha presentado el diseño de un controlador borroso óptimo y estabilizante. El controlador óptimo borroso se diseña mediante la resolución de un problema de optimiza-

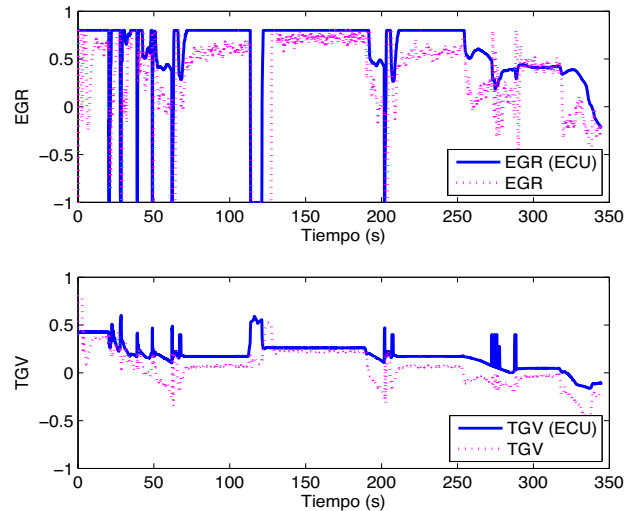


Figura 11. Acciones de control EGR y TGV .

ción donde el objetivo es minimizar una cota superior del índice de coste cuadrático. Este planteamiento presenta la gran ventaja de poder ser expresado en términos de LMIs, lo cual garantiza su resolución en tiempo polinomial mediante algoritmos muy eficientes, al tratarse de un problema convexo (Boyd *et al.*, 1994).

En tercer lugar, teniendo en cuenta los resultados obtenidos en simulación, el diseño presentado en este artículo permite el control de la p_a que reducirá la proliferación de NO_x .

Finalmente, se pretende como trabajo futuro la implementación del controlador en ECUs abiertas, donde el usuario pueda definir completamente el controlador y sus parámetros. El objetivo es poder realizar un conjunto exhaustivo de tests sobre el vehículo que confirmen los resultados obtenidos en simulación.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por los proyectos de investigación GVA-026, GVPRE/2008/326 y DPI2008-02133/DPI.

REFERENCIAS

- Abonyi, J. (2003). *Fuzzy Model Identification for Control*. Birkhauser Boston, 2003.
- Ariño, C., A. Sala y J.L. Navarro (2007). Diseño de controladores en varios puntos de funcionamiento para una clase de modelos borrosos Takagi-Sugeno afines. *Revista iberoamericana de automática e informática industrial* **4**(2), 98–105.
- Babuska, R. (1998). *Fuzzy modeling for control*. Vol. 1998. Kluwer Academic Publishers. Boston.
- Babuska, R. y H.B. Verbruggen (1996). An overview of fuzzy modeling for control. *Control Engineering Practice* **4**(11), 1593–1606.
- Boyd, S., L. E. Ghaoui, E. Feron y V. Balakrishnan (1994). *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*. SIAM, 1994.
- Branicky, M.S (1998). Multiple Lyapunov functions and other analysis tools for switched and hybrid systems. *IEEE Transactions on Automatic Control* **43**(4), 475–482.
- Chen, B., X. Liu y S. Tong (2007). Adaptive Fuzzy Output Tracking Control of MIMO Nonlinear Uncertain Systems. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems* **15**(2), 287–300.
- Emission Styards: European Union (2003). www.dieselnet.com/styards/eu/ld.html.
- García-Nieto, S., J.V. Salcedo, X. Blasco y M. Martínez (2007). Identificación y Control Fuzzy en Motores Diesel Turboalimentados. *XXVIII Jornadas de Automática, Huelva (Spain)*. Septiembre 2007.
- Gustafson, D.E. y W.C. Kessel (1979). Fuzzy clustering with a fuzzy covariance matrix. *Proc. IEEE CDC* **2**, 761–766.
- Guzzella, L. y A. Amstutz (1998). Control of diesel engines. *IEEE Control Systems Magazine* **18**, 53–71.
- Guzzella, L. y C.H. Onder (2004). *Introduction to Modeling and Control of Internal Combustion Engine Systems*. Springer, 2004.
- Herrera, F. y J. L. Martínez (2003). Estrategia para la construcción de modelos difusos utilizando clustering y transformación ortogonal. *X Convención Internacional Informática*.
- Khiar, D., J. Lauber, T. Floquet, G. Colin, TM. Guerra y Y. Chamaillard (2007). Robust Takagi-Sugeno fuzzy control of a spark ignition engine. *Control Engineering Practice* **15**, 1446–1456.
- Lee, SH., R.J. Howlett, C. Crua y SD. Walters (2007). Fuzzy logic and neuro-fuzzy modelling of diesel spray penetration: A comparative study. *Journal of Intelligent and Fuzzy Systems* **18**, 43–56.
- Ljung, L. (1999). *System Identification. Theory for the user. Second Edition*. Prentice-Hall.
- Löfberg, J. (2004). Yalmip : A toolbox for modeling and optimization in MATLAB. In: *Proceedings of the CACSD Conference*. Taipei, Taiwan.
- Ogata, K. (2004). *Modern Control Engineering*. Prentice-Hal, 1996.
- Stefanopoulou, Anna G., Ilya Kolmanovsky y James S. Freudenberg (2000). Control of variable geometry turbocharged diesel engines for reduced emissions. *IEEE Transactions on Control Systems Technology* **8**, 733–745.
- Sugeno, M. y GT Kang (1986). Fuzzy modeling and control of multilayer incinerator. *Fuzzy Sets y Systems* **18**, 329–345.
- Takagi, T. y M. Sugeno (1985). Fuzzy identification of systems and its applications to modelling and control. *IEEE Trans. On Systems, Man, y Cybern* **15**, 116–132.
- Tanaka, K. (1994). *A Theory of Advanced Fuzzy Control. Japanese, KYOURITSU Publishing Company, Tokyo, Japan*.
- Tanaka, K. y H.O Wang (2001). *Fuzzy Control Systems Design and Analysis: A Linear Matrix Inequality Approach*. John Wiley & Sons, Inc. New York, NY, USA.
- Tong, S., T. Wang y H.X. Li (2002). Fuzzy robust tracking control for uncertain nonlinear systems. *International Journal of Approximate Reasoning* **30**(2), 73–90.
- Verdult, V. y M. Verhaegen (2000). Identification of multivariable linear parameter-varying systems based on subspace techniques. In: *Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control*. **2**, 1567–1572.
- Zhao, J., V. Wertz y R. Gorez (1994). A fuzzy clustering method for the identification of fuzzy models for dynamical systems. In: *9th IEEE International Symposium on Intelligent Control*. Columbus.

Apéndice A

A continuación se muestran algunos de los datos numéricos que no se han podido presentar en el texto por falta de espacio.

Modelo del consecuente de la regla 1, ecuación (9):

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.1647 & 0.8911 & -0.0049 & -0.0371 & -0.0279 & 0.1219 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -0.0522 & 0.1016 & 0.7063 & 0.0855 & -0.0027 & 0.0305 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_{A_1}$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}_{B_1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0.1075 & 0.0596 & -0.1282 \\ 0 & 0 & 0 \\ -0.0024 & 0.0005 & -0.1365 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{\Psi_1}$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{C_1}$$

Modelo del consecuente de la regla 2, ecuación (10):

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.5445 & 1.4793 & -0.2511 & 0.2831 & -0.0082 & -0.0088 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -0.0201 & 0.0272 & -0.6058 & 1.5700 & -0.0024 & 0.0415 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_{A_2}$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}_{B_2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0.0262 & 0.0059 & 0.0042 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0.0044 & 0.0327 & -0.0042 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{\Psi_2}$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{C_2}$$

Modelo del consecuente de la regla 3, ecuación (11):

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.6235 & 1.5663 & -0.0448 & 0.0691 & -0.0100 & -0.0128 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -0.0760 & 0.1241 & -0.1426 & 1.0824 & -0.0009 & 0.0160 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_{A_3}$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}_{B_3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0.0198 & -0.0013 & -0.0052 \\ 0 & 0 & 0 \\ -0.0060 & 0.0198 & -0.0132 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{\Psi_3}$$

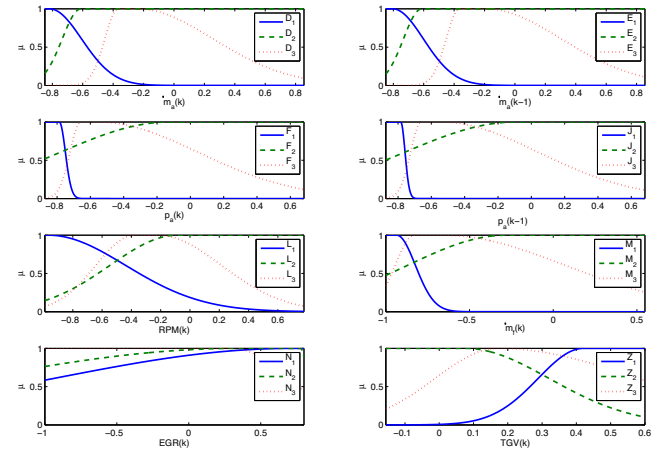
$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{C_3}$$

Matrices de ponderación del diseño óptimo:

$$\begin{bmatrix} 0.01 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.01 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.01 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.01 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.01 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.01 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.10 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.10 \end{bmatrix}_Q$$

$$\begin{bmatrix} 10 & 0 \\ 0 & 10 \end{bmatrix}_R$$

Las funciones de pertenencia de los antecedentes de las ecuaciones (9), (10), (11), (37), (38) y (39) en la figura A.1.



(A.2) Figura A.1. Funciones de pertenencia.

(A.3)