



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

ESTUDIO SOBRE EL CONTROL DIFUSO
Y SU IMPLEMENTACION EN UN
MICROCONTROLADOR

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A N :

RICARDO ZAVALA YOE

VICTOR XIUNEL MENDOZA ESCAMILLA



DIRECTOR DE TESIS:

DR. YU TANG

MEXICO D. F.

MAYO 1993

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

INDICE

I	INTRODUCCIÓN		
	1.1	Objetivos	1
	1.2	Trabajos relacionados	2
	1.3	Trabajos realizados	4
II	SISTEMAS DE CONTROL BASADOS EN LÓGICA DIFUSA		
	2.1	Introducción	5
	2.2	Subconjuntos difusos	5
	2.3	Operaciones básicas con subconjuntos difusos	7
	2.4	Introducción a la lógica difusa	9
	2.5	Configuración básica de un controlador difuso	11
	2.6	Parámetros de diseño de un CLD	13
III	SIMULACIÓN DEL CLD PARA UN MOTOR DE CD		
	3.1	Introducción	20
	3.2	Modelo para la simulación del motor	20
	3.3	Paquete de simulación Simnon	24
	3.4	Diseño del CLD y descripción del sistema	25
	3.5	Resultados de la simulación del CLD	33
	3.6	Simulación de un PID	36
	3.7	Conclusiones	39
IV	IMPLEMENTACIÓN DEL CLD		
	4.1	Introducción	41
	4.2	Descripción del sistema	41
	4.3	Tarjeta de interfases	42
	4.4	Tarjeta de control	45
	4.5	Diseño del CLD	49
	4.6	Resultados	52

V	CONCLUSIONES FINALES	56
	APENDICE A	
	Listado del programa empleado para la simulación	58
	APENDICE B	
	Listado del programa usado para la implementación del CLD	65
	APENDICE C	
	Diagrama de la tarjeta de evaluación M68HC11EVB	79
	APENDICE D	
	Características del DAC0808	81
	APENDICE E	
	Diagrama de la tarjeta de interfaces	83
	REFERENCIAS	85

I INTRODUCCIÓN

1.1 OBJETIVOS

Antes de desarrollar el presente trabajo se tenía interés sobre tópicos relacionados con el control inteligente y el control adaptable. Se encontró que el llamado control difuso (o borroso) podía emplearse para diseñar ese tipo de controles y permitiría conocer un método de control novedoso, versátil y fácil de implementar. Sin embargo, debido precisamente a lo novedoso de dicha técnica, fue necesario reajustar los objetivos a fin de realizar un trabajo que permitiera estudiar e implementar un controlador difuso. Es por ello que el objetivo de este trabajo es estudiar al control difuso de modo teórico-práctico para mostrarlo como una alternativa más entre los controles convencionales.

Antes de continuar, con la exposición del trabajo, cabe aclarar que la lógica difusa, base del mismo, no fue propuesta para ser aplicada específicamente en el área de control. Citando a Lotfi A. Zadeh, padre de la lógica difusa [1]:

"Esencialmente, nuestra afirmación es que las técnicas cuantitativas convencionales del análisis de sistemas son intrínsecamente impropias para tratar sistemas humanísticos o, lo que es igual, cualquier sistema cuya complejidad es comparable a la de los sistemas humanísticos."

Cuando se quiere modelar sistemas humanísticos (aquellos en los que el hombre es el principal protagonista) tales como sistemas económicos, o sociales, se usan adaptaciones de métodos empleados en el análisis de sistemas mecánicos. Por ejemplo, se modelan sistemas biológicos y económicos con ecuaciones diferenciales y/o en diferencia. El modelar ese tipo de sistemas de esa manera puede no ser el mejor camino, ya que dada su complejidad, su comportamiento no puede ser simplificado como se hace al modelar un sistema

mecánico. Una alternativa para el estudio de sistemas humanísticos es el concebirlos utilizando los conceptos propios al modo de pensar de los humanos. Citando nuevamente a Zadeh [1]:

"Una aproximación alternativa descrita en este documento se basa en la premisa de que los elementos clave del pensamiento humano no son números, sino etiquetas de conjuntos difusos, esto es, clases de objetos en los cuales la transición de la pertenencia a la no pertenencia es gradual en vez de abrupta."

Haciendo uso de éste concepto el pensamiento humano resume a partir de grandes volúmenes de información lo que considera más importante; utilizando el mínimo necesario para realizar adecuadamente las tareas que se propone. Así, la habilidad de manejar conjuntos difusos y la consecuente habilidad de resumir, constituyen una de las características más importantes de la mente humana. De lo anterior es evidente que la lógica difusa permite emular los mecanismos de toma de decisión de los humanos, lo cual muy bien puede ser usado para automatizar el control de procesos. Por lo tanto, el control difuso es una buena alternativa de control cuando se tienen sistemas muy complejos o cuando por alguna razón se carece de las ecuaciones que rigen el comportamiento de la planta. Además, dada su semejanza con el modo de pensar de los humanos, es más fácil de diseñar e implementar que un control convencional.

1.2 TRABAJOS RELACIONADOS

Es necesario recalcar que con este trabajo no se pretende justificar el uso de la lógica difusa en el control de procesos; más bien, dado el éxito de dicho planteamiento (el control difuso), se quiso estudiarlo e implementarlo.

En los últimos años los avances realizados en el campo del control difuso dan cuenta del gran potencial de esta técnica de control. Si bien se han dado avances en el área de la investigación, los principales logros del control difuso se presentaron en la fabricación de productos de consumo y en aplicaciones relacionadas al control de procesos industriales. Para

ejemplificar lo anterior se pueden citar múltiples e interesantes realizaciones que incluyen todo tipo de controles y aplicaciones en inteligencia artificial.

En el primer grupo de aplicaciones se tiene por ejemplo, la cámara de video fabricada por Sanyo Fisher/Canon [5], la cual determina el mejor punto de enfoque e iluminación con varios objetos en la imagen, la lavadora de ropa de Matsushita [5], que detecta cuantitativa y cualitativamente la suciedad, cantidad de ropa, tipo de tela, y en función de eso ajusta el ciclo de lavado, la televisión de Sony, que ajusta el brillo, color, y contraste de la pantalla, o el calentador de agua de Matsushita que ajusta el elemento térmico de modo que corresponda con la cantidad de agua y la temperatura [5].

Entre las aplicaciones industriales se encuentran: el control de elevadores desarrollado por Fujitec/Toshiba, el cual calcula el tráfico de usuarios para reducir su tiempo de espera [5], los sistemas de aire acondicionado de Mitsubishi Electric, controles de temperatura desarrollados por Omron Electronics [4], etc.

En el campo de la investigación y la inteligencia artificial se pueden mencionar el péndulo invertido de Takeshi Yamakawa [7], el cual tiene en su parte superior una copa de vino con algún líquido o incluso un pequeño ratón blanco; el control compensa la turbulencia del líquido y los erráticos movimientos del ratón. Otra cita interesante es el helicóptero de Michio Sugeno [7], del Instituto Tecnológico de Tokio, el cual es controlado por medio de voz. El control de los ejes de los motores emplea esencialmente las mismas reglas que el péndulo invertido de Yamakawa [5].

Todos estos logros han sido posibles gracias a los avances en el diseño de microprocesadores e innovaciones en las técnicas de programación.

La demanda de tecnología difusa ha sido tal, que en la actualidad se están creando productos especialmente diseñados para su implementación: memorias difusas, microcontroladores difusos, y las herramientas de programación asociadas. Un ejemplo de lo anterior es un procesador digital difuso FCI10 de Togai Infralogic [5] que maneja más de 50000 inferencias

difusas por segundo (Kflips), y cuya base de reglas puede almacenarse en RAM, ROM, o EPROM.

Este recuento evidencia la importancia que está adquiriendo el CLD y es por esta razón que se hace necesario comenzar a utilizarla a nivel nacional como una opción más en la solución de problemas de control. Con el presente trabajo se pretende hacer una aportación en este sentido, mostrando las características más sobresalientes de un controlador lógico difuso (CLD).

1.3 TRABAJOS REALIZADOS

Tras de exponer la teoría del CLD en el capítulo 2, se procede a su diseño y simulación en el capítulo 3, para finalmente implementarlo (capítulo 4). El CLD controla la posición de un servo motor pequeño, que es parte del sistema servomodular MS150 de FEEDBACK, utilizado en algunos laboratorios de esta facultad. Para la simulación se utilizó el paquete SIMNON versión 2.11 y a partir de los resultados obtenidos en esta etapa se procedió a la realización del control real. El CLD se implementó haciendo uso de la tarjeta de evaluación M68HC11EVB de Motorola, la cual permite correr programas en tiempo real. Puede decirse que en general los resultados fueron satisfactorios, si se compara su desempeño con el de un controlador PID, tan utilizado en diversos controles industriales.

II SISTEMAS DE CONTROL BASADOS EN LÓGICA DIFUSA

2.1 INTRODUCCIÓN

Para comprender mejor la aplicación de la lógica difusa al control de sistemas, se expondrán algunos conceptos importantes de la teoría de los subconjuntos difusos. En la siguiente exposición sólo se presentarán las operaciones y teoremas involucrados en el desarrollo del CLD.

El capítulo se compone de las siguientes secciones. En 2.2 se expone el concepto de subconjunto difuso. En 2.3 se definen las operaciones básicas con subconjuntos difusos. En la sección 2.4 se explica de manera general el uso de la lógica difusa para la representación de los mecanismos de toma de decisión usados por los humanos. La sección 2.5 es una exposición breve de la estructura básica de un controlador difuso. Finalmente en 2.6 se hace un recuento de los parámetros de diseño de un CLD.

2.2 SUBCONJUNTOS DIFUSOS

Para exponer los conceptos de la lógica difusa se retomará la idea que se tiene de función de pertenencia en la teoría de los conjuntos ordinarios. En ella la pertenencia de los elementos a sus conjuntos es estricta, por ejemplo "lunes" pertenece al conjunto de "los días de la semana" mientras que abril no pertenece a ese conjunto. Y se suele representar la pertenencia de un elemento x a un conjunto A , por medio de la "función de pertenencia" $\mu_A(x)$ cuyo valor indica si el elemento pertenece o no al conjunto A :

$$\mu_A(x) = 0 \text{ si } x \notin A$$

$$\mu_A(x) = 1 \text{ si } x \in A$$

Si ahora se quisiera definir al conjunto de las personas más altas, ¿se

Incluirían a las personas con 1.8m de altura o sólo aquellas cuya altura fuese mayor a 1.85m? Para este caso la respuesta se complica, las personas "más altas" no es un concepto definido sino más bien impreciso. Para representar este conjunto, imaginemos que su función de pertenencia puede tomar cualquier valor dentro del intervalo [0, 1]. Esto es, el cambio entre la pertenencia y la no pertenencia es gradual en vez de abrupto. Así, al subconjunto B de las personas "más altas" se le puede asignar la función de pertenencia μ_B :

$$\mu_B(X) = \begin{cases} 2.5X - 4 & 1.6 \leq X \leq 2 \\ 1 & 2 < X \leq 2.4 \\ 0 & \text{para cualquier otro valor} \end{cases}$$

la cual se representa en la figura 2.1.

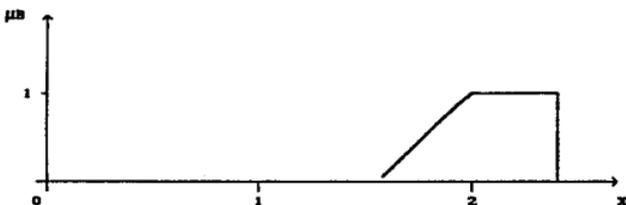


Figura 2.1. Función de pertenencia del subconjunto difuso B.

Nótese que se debe decir "subconjunto difuso", ya que el conjunto de referencia no es difuso (es ordinario). Por ejemplo si hablamos del conjunto de los hombres (no difuso) es posible obtener el subconjunto difuso de los hombres jóvenes.

Resumiendo, en la teoría de conjuntos convencional la pertenencia es una función binaria que toma sólo dos valores: 1 (pertenencia) y 0 (no pertenencia). Y en la teoría de subconjuntos difusos se tiene un continuo de grados de pertenencia en el intervalo [0,1]. A partir de la discusión anterior se dará la definición de un subconjunto difuso.

Definición 2.1. Sea U un conjunto enumerable o no y u un elemento de U,

entonces un subconjunto difuso C de U , es una colección de pares ordenados del elemento genérico u y su grado de pertenencia $\mu_C(u)$:

$$C = \{(u, \mu_C(u)) / u \in U\}$$
$$\mu_C(u): U \rightarrow [0,1]$$

El universo U , puede ser continuo y entonces:

$$C = \int \mu_C(u)/u.$$

Si el universo es discreto, entonces:

$$C = \sum \mu_C(u)/u_i, \text{ donde } i = 1, \dots, n.$$

Donde el signo de la integral y el de la sumatoria representan una unión en vez de una suma y $\mu_C(u)/u$ se interpreta como el grado de pertenencia del elemento u en el conjunto C .

2.3 OPERACIONES BÁSICAS CON SUBCONJUNTOS DIFUSOS

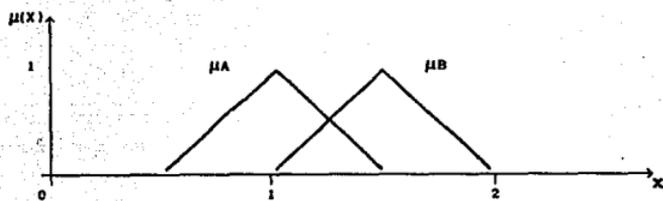
Sean A y B dos subconjuntos difusos en el universo U con funciones de pertenencia μ_A y μ_B respectivamente (ver figura 2.2a), entonces las operaciones de unión, intersección y complemento, quedan definidas como sigue.

Definición 2.2. La unión de A y B es un subconjunto $C=A \cup B$, cuya función de pertenencia es:

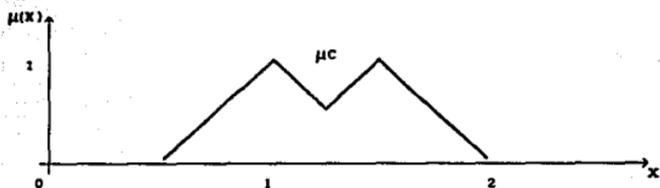
$$\mu_C(u) = \max(\mu_A(u), \mu_B(u)), \quad \forall u \in U.$$

Definición 2.3. La intersección de A y B es un subconjunto $C=A \cap B$, cuya función de pertenencia se define como:

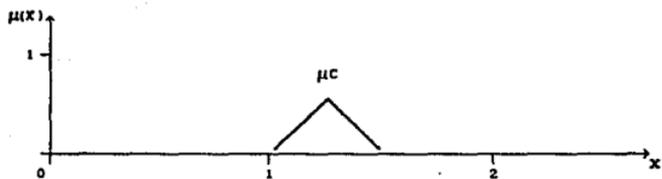
$$\mu_C(u) = \min(\mu_A(u), \mu_B(u)), \quad \forall u \in U.$$



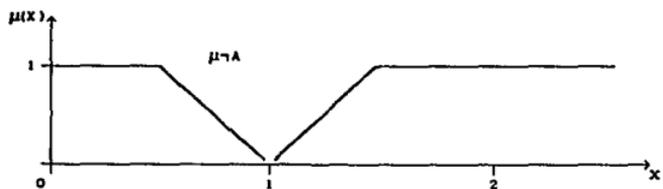
a) Funciones de pertenencia de los subconjuntos A y B.



b) Función de pertenencia del subconjunto $A \cup B$.



c) Función de pertenencia del subconjunto $A \cap B$.



d) Función de pertenencia del subconjunto $\neg A$.

Figura 2.2

Definición 2.4. El complemento de A es un subconjunto $\neg A$, cuya función de pertenencia queda definida por:

$$\mu_{\neg A}(u) = 1 - \mu_A(u), \quad \forall u \in U.$$

En la figura 2.2 se ilustran las operaciones anteriores. Hasta aquí las operaciones básicas. A lo largo del presente capítulo se introducirán nuevos conceptos los cuales vendrán acompañados de otras tantas operaciones con conjuntos difusos.

2.4 INTRODUCCIÓN A LA LÓGICA DIFUSA

Como ya se dijo en la introducción la lógica difusa es la herramienta más apropiada para el tratamiento de procesos complejos; ya que permite manejar sistemáticamente el tipo de descripciones lingüísticas empleadas por los humanos. Esto lo logra haciendo uso de: 1) variables lingüísticas en vez de variables numéricas, 2) la caracterización de relaciones simples entre las variables usando enunciados difusos y 3) la caracterización de relaciones complejas mediante el uso de algoritmos difusos.

1) Variables lingüísticas y difusas.- Una variable difusa es aquella que toma valores que son etiquetas de subconjuntos difusos. Por ejemplo, la variable *humedad* puede tomar los valores *alta*, *media* y *baja*, que son etiquetas de subconjuntos difusos; tal como se muestra en la figura 2.3.

Ahora bien, si la variable toma valores que son compuestos (frases en un lenguaje específico), se dice que la variable es lingüística. Por ejemplo, la variable *Juventud* puede tomar los valores lingüísticos expresados como: *no joven*, *no muy joven*, *algo joven*, *joven*, *muy joven*, etc. Al conjunto de nombres de los valores lingüísticos que toma la variable se le conoce como conjunto de términos. El uso de variables lingüísticas permite sistematizar la caracterización aproximada de los sistemas complejos o pobremente definidos, de manera similar a como lo hace el cerebro humano.

2) Caracterización de relaciones simples entre variables difusas mediante

el uso de enunciados condicionales.- Sean x e y dos variables lingüísticas, la dependencia (relación) de y con x puede expresarse en términos de enunciados condicionales. Se dice que la relación entre dos variables difusas es simple, debido a que puede describirse a través de un conjunto de enunciados condicionales. Como ejemplo:

SI x es muy rápida ENTONCES y no es grande.

SI x es algo rápida ENTONCES y es muy poco grande.

SI x es poco rápida ENTONCES y es ligeramente grande.

y así sucesivamente.

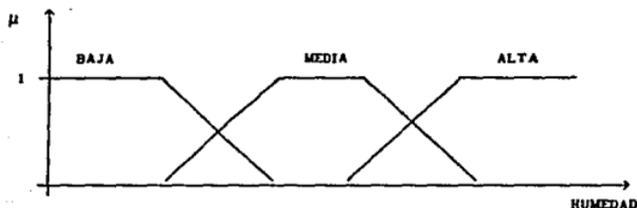


Figura 2.3.

3) Caracterización de relaciones complejas mediante el uso de algoritmos difusos.- Un algoritmo difuso es una sucesión ordenada de instrucciones, que puede contener etiquetas de subconjuntos difusos. Estas instrucciones pueden ser de asignación, condicionales o incondicionales. El siguiente es parte de un algoritmo difuso para controlar la velocidad de un motor:

La velocidad es 0.

Aplica voltaje ligeramente alto.

Lee la velocidad actual.

Divide la velocidad entre 1000.

SI la velocidad es muy baja ENTONCES aplica voltaje muy alto.

SI la velocidad es baja ENTONCES aplica voltaje alto.

y así sucesivamente.

En este caso la primera instrucción es una asignación, las tres siguientes son acciones incondicionales y las dos últimas son condicionales.

Mediante el uso de este tipo de algoritmos difusos es posible representar de manera aproximada una amplia variedad de sistemas complejos. Aunque dicha representación es imprecisa por naturaleza, puede ser lo suficientemente adecuada para el logro del objetivo deseado. Es bueno aclarar que la fuente de imprecisión no está en la lógica difusa, sino en la manera en que se aplican los algoritmos difusos para la representación y solución de los problemas.

2.5 CONFIGURACIÓN BÁSICA DE UN CONTROLADOR DIFUSO

Aunque actualmente no existe alguna clase de metodología sistemática para el diseño de un CLD, C. C. Lee propone en el reporte de su investigación [2] y [3], un procedimiento que incluye estrategias de fuzificación y defuzificación, derivación de la base de datos y reglas de control difuso, la definición formal de una implicación difusa, y un análisis de los mecanismos de razonamiento difuso.

A continuación se describen los componentes de un CLD, para posteriormente exponer los parámetros más comunes de diseño del mismo. Los componentes principales de un CLD son:

- 1) Interface de fuzificación.
- 2) Base de conocimientos.
- 3) Lógica de decisiones.
- 4) Interface de defuzificación.

La información del sistema a controlar se obtiene a través de la interface de fuzificación. Enseguida es procesada haciendo uso de la base de conocimientos y de la lógica de decisiones que es en sí el corazón del controlador. Finalmente la salida obtenida es defuzificada para que el control pueda ser aplicado al sistema. En la siguiente figura 2.4 se indica la configuración básica de un CLD en diagrama de bloques.

1) Interface de Fuzificación.- La interface de fuzificación involucra las siguientes funciones:

a) Medición de los valores de las variables de entrada.

b) Efectúa un mapeo a escala que transfiera el rango de los valores de las variables de entrada a sus correspondientes universos de discurso.

c) Realiza la fuzificación de los valores escalados, es decir que transforma las variables de entrada en variables lingüísticas las cuales toman valores que son etiquetas de subconjuntos difusos. Así, la interface de fuzificación le entrega al algoritmo de control la información del sistema en un formato adecuado.

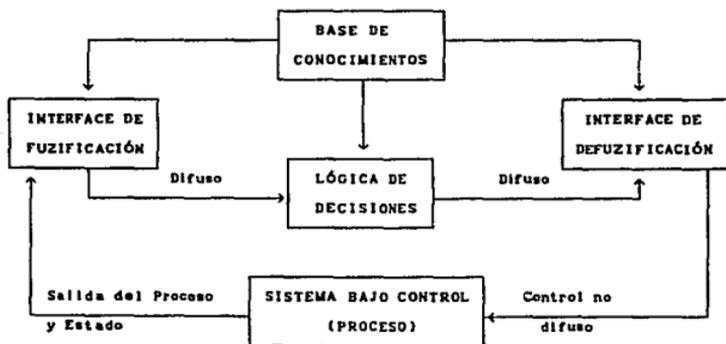


Figura 2.4. Configuración básica de un CLD.

2) Base de Conocimientos.- Su estructura se deriva de la experiencia desarrollada por un operador y/o del conocimiento en Ingeniería de control, y depende del proceso a controlar y de las metas de control requeridas. La base de conocimientos consiste de una base de datos y de una base de reglas de control difuso:

a) La base de datos provee las definiciones que se usan para especificar las reglas de control lingüísticas y el tratamiento en términos de lógica difusa de los datos disponibles.

b) La base de reglas define las metas del control y la estrategia de control tomada de la experiencia, por medio de un conjunto de reglas de control lingüísticas.

3) Lógica de Decisiones.- Es la parte más importante del CLD, ya que gracias a ella es posible simular el mecanismo de toma de decisiones utilizado por el cerebro humano. Esto se logra mediante el uso de los conceptos de implicación e inferencia difusas.

4) Interface de Defuzificación.- Realiza las siguientes funciones:

a) Un mapeo a escala, que transfiere el rango de valores de las variables de salida a sus correspondientes universos de discurso.

b) Defuzificación, la cual transforma la salida de control difuso obtenida (variable lingüística), a un valor no difuso de control (variable numérica) aplicable al sistema.

2.6 PARÁMETROS DE DISEÑO DE UN CLD

Este punto se desarrolla siguiendo el mismo orden de aparición que en el punto precedente.

1) FUZIFICACIÓN

Para realizar esta operación existen varios métodos [2], [3], pero sólo se presentarán los tres más usuales.

a) El operador de fuzificación (fuzificador) más sencillo, transforma un dato numérico en un singular difuso. Esto es, el valor de entrada u_0 se convierte

en un subconjunto difuso que tiene un grado de pertenencia 1 en u_0 y 0 en cualquier otro punto.

b) Debido al ruido presente en todo sistema de control se hace necesario convertir las mediciones probabilísticas en mediciones posibilísticas (difusas). De esta manera disminuye la complejidad requerida para el uso de variables aleatorias. El fuzificador en este caso puede generar subconjuntos difusos como los de la figura 2.5.



Figura 2.5.

La forma de la función de pertenencia depende básicamente de la incertidumbre de las mediciones y de la capacidad de cálculo del control.

c) Existen procesos que involucran el manejo de datos precisos, datos probabilísticos o datos híbridos (que son una combinación de los anteriores). En este caso, el fuzificador se desarrolla haciendo uso de números híbridos, los cuales involucran la incertidumbre (números difusos) y la aleatoriedad (números aleatorios) en un solo concepto.

2) BASE DE DATOS

Incluye la discretización y normalización de los universos de entrada y salida, la definición de los subconjuntos difusos (partición de los universos y funciones de pertenencia) y satisfacer la propiedad de completitud.

a) La discretización.- Es evidente la necesidad de discretizar, ya que los datos se procesan en forma digital. Esto produce niveles cuantizados, cada uno de los cuales representa un elemento genérico en un universo discreto. Por lo tanto los subconjuntos difusos se definen al asignar un grado de

pertenencia, por medio de funciones de pertenencia, a cada nivel cuantizado. Para lograr la discretización se requiere de efectuar un escalamiento de los valores de las variables. El escalamiento puede ser uniforme (lineal) o no.

b) La normalización.- La normalización del universo discreto puede ser lineal o no.

c) Partición de los universos.- Sabemos que las variables lingüísticas pueden tomar ciertos valores representados mediante números (subconjuntos) difusos. Por ejemplo la variable **humedad** puede tomar los valores: **alta**, **media** y **baja**, como se muestra en la figura 2.3. Lo anterior implica que la partición difusa de los universos está determinada por el número de subconjuntos difusos en cada universo. El número de términos (subconjuntos difusos) influye en la calidad del control: si aumenta el número de términos la calidad también aumenta.

d) Funciones de pertenencia.- Pueden definirse numéricamente o utilizando una función. La definición numérica relaciona cada elemento del universo con un grado de pertenencia al subconjunto difuso correspondiente. Esto se puede representar mediante una tabla; en la figura 2.6 se muestra un subconjunto difuso así definido. La definición funcional se da cuando esta relación se implementa a través de una función analítica. Las formas típicas de los subconjuntos difusos así definidos pueden verse en la figura 2.5.

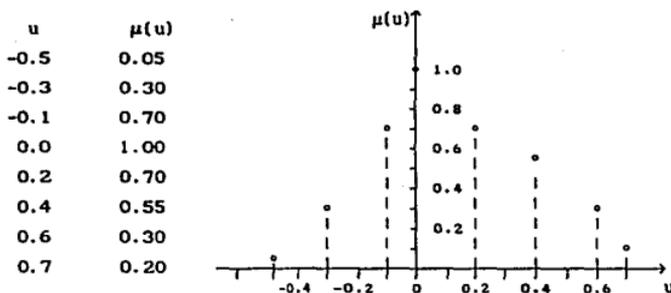


Figura 2.6.

e) **Completitud.**- Esta propiedad indica que el algoritmo debe ser capaz de inferir una acción de control correcta para cada estado del proceso.

3) BASE DE REGLAS

La estrategia de control, derivada de la experiencia, se expresa mediante el uso de algoritmos difusos. Las reglas de control que forman el algoritmo difuso pueden definirse usando los siguientes criterios:

a) **Selección de las variables.**- Las variables de entrada se seleccionan basándose en la experiencia y en conocimientos en ingeniería de control. Generalmente se usan como variables el error, el cambio (derivada) del error, etc.

b) **Origen y obtención de las reglas de control.**- Hay cuatro fuentes de obtención de las reglas de control:

b.1) **La experiencia y los conocimientos en ingeniería de control.** Es la más usual, las referencias [8], [10], [12], muestran ejemplos detallados de esta técnica.

b.2) **La observación de las acciones de control de operadores humanos** [10].

b.3) **El modelo difuso del proceso, consultar referencias** [2], [3].

b.4) **Dando al control la capacidad de construir sus propias reglas.** En este caso se tendría un controlador auto organizado. Como un ejemplo de esta técnica puede consultarse la referencia [8].

c) **Justificación de las reglas de control difuso.**- Básicamente, las reglas se pueden generar a través de dos tipos de métodos.

c.1) **El primero es heurístico y se apoya en la experiencia y el análisis del comportamiento del sistema.** Es el método más utilizado en el diseño de los CLD, ya que se implementa de manera natural y sencilla a partir del conocimiento cualitativo del proceso. En su depuración es de mucha ayuda

tener nociones de ingeniería de control. En [8], [9], [10], [12], [15], [16] se reportan varios ejemplos exitosos en los cuales se usó este método.

c.2) El segundo es determinístico, es decir que a partir del estudio de sistema, se formulan y definen los parámetros y la estructura de las reglas de control difuso. Este método es laborioso y aún está siendo investigado. En la referencia [2] se listan algunas de las aplicaciones llevadas a cabo con el uso de este método.

d) Tipos de reglas de control difuso.- Existen dos tipos de reglas de control difuso: de evaluación de estado y de evaluación de objeto.

d.1) Reglas de evaluación de estado.- Las usan la mayoría de los CLD, se expresan en forma de enunciados condicionales difusos cuya estructura general es, para un sistema de múltiples entradas y una salida:

R₁: SI x es A₁,..., y w es B₁ ENTONCES z es C₁
R₂: SI x es A₂,..., y w es B₂ ENTONCES z es C₂
.....
R_n: SI x es A_n,..., y w es B_n ENTONCES z es C_n

donde x,...,w, son variables lingüísticas de entrada, z es la variable lingüística de salida, y A₁,...,B₁, y C₁ son respectivamente, los valores que toman cada una de esas variables. Como su nombre lo indica, este conjunto de reglas evalúa el estado actual del sistema para posteriormente obtener, mediante los mecanismos de inferencia difusa, una salida de control basada en esa evaluación.

d.2) Reglas de evaluación de objeto.- Este tipo de reglas involucra la evaluación del estado actual así como del resultado de la acción de control. La regla de control más apropiada se elige mediante resultados de predicción correspondientes a cada comando de control. Estos resultados de predicción son índices de cumplimiento de los objetivos de control.

e) Propiedades de consistencia, interactividad y completitud.

e.1) Consistencia.- Implica que las reglas de control deben ser examinadas para evitar la posibilidad de contradicción entre ellas.

e.2) Interactividad.- Es un índice de la redundancia que pudiera haber entre las reglas. La interacción de las reglas de control es un problema complejo y que aún está siendo investigado.

e.3) Completitud.- La base de reglas debe ser tal que para cada estado del proceso se genere una acción de control adecuada.

4) LÓGICA DE DECISIONES

Sirve para simular la toma de decisiones de manera semejante a como lo haría un ser humano. Para expresar el algoritmo de control en términos de operaciones con subconjuntos difusos se emplean los conceptos de relación difusa, producto cartesiano de subconjuntos difusos y la regla composicional de inferencia ([1], [2], [3]).

Las reglas de control difuso empleadas en el algoritmo de control se pueden representar por medio de relaciones difusas. En términos generales una relación difusa establece una correspondencia entre los valores de una variable x de un universo X con los valores de una variable w en el universo W . Lo anterior se puede representar como:

$$R = \int_{X \times W} \mu_R(x, w) / (x, w), \quad x \in X, w \in W$$

La función de implicación puede tomar varias formas y la selección de la misma depende de muchos factores. Actualmente se conocen alrededor de 40 funciones de implicación. En [3] se describen dos de estas funciones y se listan las funciones de implicación más usadas en los CLD.

Ahora, en una implicación difusa del tipo: SI x es A y w es B ENTONCES z es C , el conectivo y generalmente se representa como un producto cartesiano [3]. El producto cartesiano se define como:

$$\mu_{x \circ R}(x, w) = \min(\mu_A(x), \mu_B(w))$$

La regla composicional de inferencia es la que nos permite obtener la decisión de salida a partir de la representación de las reglas de control en términos de lógica difusa. Si se tiene una relación R en $U \times V$, y x es un subconjunto de U, entonces el subconjunto w inducido por x en V está dado por:

$$w = x \circ R$$

donde $x \circ R$ es la composición de x y R. Este operador composicional puede representarse de varias formas, las más comunes se incluyen en [3].

5) ESTRATEGIAS DE DEFUZIFICACIÓN

Consiste en un mapeo de los valores de salida del algoritmo difuso a valores de salida no difusos aplicables al sistema bajo control. No existe una estrategia de defuzificación única, y por lo tanto la selección de la misma la determinan las necesidades del control y la capacidad del mismo. En los CLD recientemente desarrollados las estrategias más usadas son: el criterio del máximo, el promedio del máximo y el método del centro de áreas. En seguida se hace una breve descripción de cada uno de ellos.

- a) Método del criterio máximo.- Da como resultado el punto en el cual la distribución de posibilidades de la acción de control alcanza el valor máximo.
- b) Método del promedio del máximo.- Esta estrategia genera una acción de control la cual es el promedio de todas las acciones de control cuyos grados de pertenencia alcanzan el máximo valor.
- c) Método del centro de áreas.- Es ampliamente usado, [4], [7], [8] y [9]. Se calcula el centro de gravedad de la distribución de las salidas del control difuso para obtener la acción de control para el sistema.

III SIMULACIÓN DEL CLD PARA UN MOTOR DE CD

3.1 INTRODUCCIÓN

La simulación se llevó a cabo con el objeto de ajustar los parámetros del CLD y evaluar su desempeño ante diversas entradas de prueba antes de realizar la implementación real.

El contenido del capítulo se esboza de la siguiente forma. En la sección 3.2 se obtiene la descripción entrada-salida del motor de DC la cual es necesaria para la simulación. En la sección 3.3 se exponen las características generales del paquete de simulación Simnon. La sección 3.4 incluye la descripción del sistema completo representado en Simnon y el proceso de diseño del CLD. En 3.5 se presentan los resultados de la simulación del CLD. Finalmente, dado que los controles más populares son los PID, en las secciones 3.6 y 3.7 se incluye la simulación de uno de ellos y se compara su comportamiento con el del CLD.

3.2 MODELO PARA LA SIMULACIÓN DEL MOTOR

El motor a controlar (motor-tacogenerador MT150F), forma parte del Servo Sistema Modular MS150 de Feedback (SSM) el cual está diseñado para uso en experimentos con sistemas de lazo cerrado [22], [23] y [24]. Desde el punto de vista de control nos interesan dos variables del motor, la posición y la velocidad angular. Para gobernarlas existen dos estrategias de control que son:

a) Control de Campo.- Se caracteriza por emplear un voltaje de campo variante. El voltaje en el rotor o inducido es constante así como la corriente que le circula.

b) Control de Inducido.- Se logra haciendo circular una corriente de campo constante, conectando el campo a una fuente constante de voltaje. La salida de interés del motor se controlan variando el voltaje en el inducido.

Si se controla por inducido, al aplicar un voltaje el motor empieza a girar, produciéndose una fuerza contra-electromotriz (f_{cem}) en dicha armadura producto de la inducción al moverse el inducido dentro de un campo magnético. Dicha f_{cem} comienza a crecer oponiéndose al voltaje aplicado en el inducido. Así, la corriente del inducido es proporcional a la diferencia entre el voltaje aplicado a la armadura y la f_{cem} producida, y es de tal magnitud que el par generado equilibra al par de carga. Aumentando la carga, disminuye la velocidad y la demanda de corriente en el inducido aumenta, así como el par del motor. El comportamiento anterior se muestra en la siguiente figura junto con el diagrama de un motor controlado con el inducido. En dicha figura también se puede apreciar que se necesita cierto voltaje de arranque para poder vencer la fricción que hay entre las escobillas y el rotor.

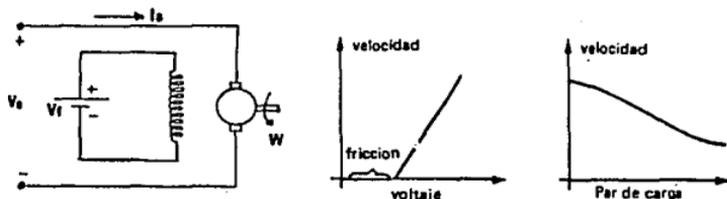


Figura 3.1. Características del motor controlado por inducido.

Controlando ahora por campo, la f_{cem} producida tiene menor influencia en la corriente, por lo que ésta y el par dependen de manera más directa del voltaje aplicado. Es decir que para una variación pequeña en el voltaje de entrada (V_a), se producirá una variación grande en la corriente (I_a), el par (T), y por tanto en la velocidad (w). Por otro lado, el aumentar la carga ocasiona que la velocidad del motor decretezca rápidamente. Dicho comportamiento se puede apreciar en la figura 3.2.

Dadas las características del control por inducido, se optó por utilizar

dicha técnica para controlar el motor.

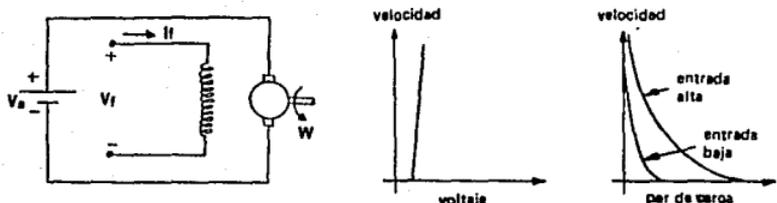


Figura 3.2. Características del motor controlado por campo.

A continuación se obtienen el modelo del motor controlado por inducido, el cual se emplea en la siguiente sección. Definiendo los siguientes parámetros del motor (ver figura 3.1):

R_a = resistencia del inducido.

L_a = inductancia del inducido.

i_a = corriente del inducido.

i_f = corriente del campo.

E_a = tensión en la armadura.

θ = desplazamiento angular del eje del motor.

T = par desarrollado por el motor.

J = momento de inercia equivalente del motor y carga referido al eje del motor.

b = coeficiente de fricción viscosa equivalente del motor y carga referido al eje del motor.

El par T desarrollado por el motor es proporcional al producto de la corriente del inducido i_a y al flujo del entrehierro ϕ que a su vez es proporcional al producto de la corriente del campo i_f

$$\phi = K_r i_f \quad (3.1)$$

donde K_r es una constante, por lo que el par puede ser

$$T = K_r i_f K_1 i_a \quad (3.2)$$

donde K_1 es una constante.

En el motor controlado en el inducido la corriente de campo se mantiene constante de manera que el flujo también lo es y el par se hace proporcional a la corriente del inducido:

$$T = K I_a \quad (3.3)$$

donde K es una constante del par motor. Cuando el inducido rota en él aparece una tensión proporcional a $\phi \theta'$ por lo que si el flujo es constante la tensión inducida es

$$E_b = K_b \theta' \quad (3.4)$$

donde K_b es una constante de fuerza contraelectromotriz.

Por medio de la tensión de la armadura E_a , se controla la velocidad del motor de DC. Ésta es producida por una fuente de energía que puede modelarse como un generador. De aquí

$$L_a i_a' + R_a i_a + E_b = E_a \quad (3.5)$$

La ecuación de movimiento en el motor es

$$J \theta'' + b \theta' = T = K I_a \quad (3.6)$$

Suponiendo todas las condiciones iniciales nulas y llevando al dominio de Laplace las tres últimas ecuaciones

$$K_b s \theta(s) = E_b(s) \quad (3.7)$$

$$(L_a s + R_a) I_a(s) + E_b(s) = E_a(s) \quad (3.8)$$

$$(J s^2 + b s) \theta(s) = T(s) = K I_a(s) \quad (3.9)$$

Haciendo a $E_a(s)$ la entrada y a $\theta(s)$ la salida la función de transferencia del sistema es:

$$\theta(s)/E_a(s) = K/s [L_a J s^2 + (L_a b + R_a J) s + R_a b + K K_b] \quad (3.10)$$

La inductancia en el circuito del inducido generalmente es pequeña y se puede despreciar. Si además definimos:

$$K_m = K / (R_a b + K K_b) = \text{cte. de ganancia del motor} \quad (3.11)$$

$$T_m = R_a J / (R_a b + K K_b) = \text{cte. de tiempo del motor} \quad (3.12)$$

por lo que

$$\theta(s)/E_a(s) = K_m / s(T_m s + 1) \quad (3.13)$$

si reordenamos

$$\theta(s)/E_a(s) = (K_m T_m) / s(s + 1/T_m) \quad (3.14)$$

y definimos $K_m T_m = K$, $1/T_m = a$, tendremos finalmente que

$$\theta(s)/E(s) = K / s(s+a) \quad (3.15)$$

3.3 PAQUETE DE SIMULACIÓN SIMNON

Para llevar a cabo la simulación se utilizó el paquete Simnon versión 2.11 [21]. Este paquete permite manejar tres tipos de sistemas: continuos, discretos y de conexión. Un sistema continuo se describe a través de ecuaciones diferenciales y algebraicas, y un sistema discreto mediante ecuaciones en diferencias y algebraicas. EL sistema de conexión conecta las salidas y entradas de los sistemas continuos y discretos.

Ahora bien, el CLD se implementa mediante un algoritmo de control difuso y no mediante ecuaciones en diferencia. No obstante lo anterior, en el lenguaje del Simnon se pueden declarar enunciados condicionales, los cuales son la base de ese tipo de algoritmos.

Con los recursos arriba descritos se puede simular el comportamiento del sistema: motor (sistema continuo), CLD (sistema discreto) e interfaz (sistema de conexión). El Simnon permite además variar múltiples parámetros del sistema sin necesidad de programación extra.

3.4 DISEÑO DEL CLD Y DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

La relación que hay entre los elementos del sistema se muestra en la figura 3.3. La figura muestra el planteamiento que se hizo del sistema para fines de simulación. En esta etapa se definieron de manera general los parámetros del CLD real, es decir se seleccionaron las variables de control, se definieron las particiones de los universos, las reglas de control y lógica de decisiones.

La simulación se logra definiendo el sistema continuo MOTOR, el discreto CLD y el de conexión CONECTA. El sistema MOTOR es la representación por medio de las ecuaciones de estado del motor MT150F. La estrategia de control, el CLD, se representa a través de instrucciones condicionales difusas y de asignación escritas en el lenguaje del Simnon. El sistema de conexión CONECTA, es necesario para que los dos sistemas anteriores puedan interactuar. En el apéndice A se muestra un listado de estos programas. A continuación se describen cada uno de los sistemas.

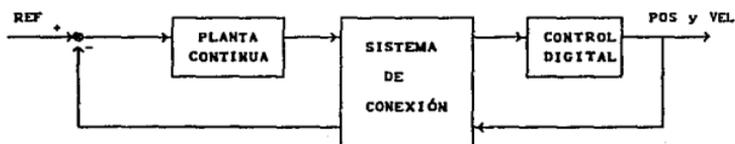


Figura 3.3. Diagrama de bloques del sistema simulado.

1) MOTOR.- A partir de la función de transferencia, ecuación (3.15) con x_1 =posición y x_2 =velocidad, se puede representar el motor como un sistema en variables de estado:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K \end{bmatrix} u \quad (3.16)$$

$$y = [1 \ 0][x_1 \ x_2]' \quad (3.16')$$

El valor de las constantes a y K se obtiene a través de mediciones experimentales de la velocidad contra el voltaje de inducido. Para este motor el valor de K es 40 y el de a es 4. Este modelo en variables de estado es el que se usa para representar al motor en el ambiente del Simnon.

2) CLD.- La estrategia de control se basó en los conocimientos de ingeniería de control y en la experiencia. En la figura 3.4 se muestra el diagrama de flujo del CLD y en seguida se describe como se definieron cada una de sus partes.

a) Selección de variables: se tomaron como variables de entrada al error y a la derivada del error (velocidad). Lo anterior se debe a que son las variables en las cuales se expresa la estrategia de control lingüística.

b) Normalización: se tomaron como valores máximos 1 radián para el error (CE) y de 10 radianes/seg. para la velocidad (CV). Estos límites se fueron ajustando durante la simulación para mejorar la respuesta del control.

c) Discretización: ya que se cuenta con un sistema de conexión que acopla las variables analógicas del motor con las digitales del control, la discretización de los universos se da por hecha.

d) Partición: en la definición de esta característica son de importancia capital la capacidad de cálculo con que se cuenta y la calidad requerida en el control. Sin embargo, no hay métodos para la estimación del valor óptimo del número de términos de las variables. Tomando en cuenta lo anterior se optó por una partición medianamente densa; es decir que las variables toman los valores difusos: negativo grande (NM), negativo mediano (NM), negativo pequeño.

(NP), cero (CE), positivo pequeño (PP), positivo mediano (PM) y positivo grande (PG), 7 términos por cada variable. Así, se tiene una partición que permite un control adecuado sin exigir demasiados recursos de cálculo.

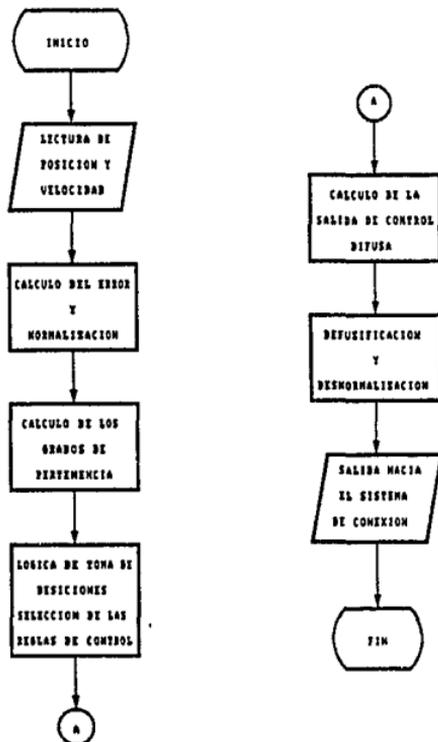


Figura 3.4. Diagrama de flujo del CLD.

e) Fuzificador: el operador de fuzificación relaciona los datos medidos con sus respectivos subconjuntos difusos. La selección de estas funciones está relacionada con la incertidumbre de las mediciones, es decir que toma en cuenta la confianza en la exactitud de las mismas así como la presencia del ruido en el sistema. Así, la forma de las funciones de pertenencia obtenidas

refleja el nivel de confianza respecto a tales mediciones. Si por ejemplo se eligen funciones de pertenencia trapezoidales, quiere decir que se tiene gran confianza en los valores que representan los conjuntos difusos. Si la función es como una campana de Gauss, o como un triángulo, esto indica que se tiene un nivel de confianza menor que en el caso anterior.

Ahora bien, como el ruido es un factor inherente a todo proceso, se decidió utilizar las formas triangulares. Adicionalmente, dichas funciones de pertenencia son más fáciles de calcular que las demás. Como la discretización es automática (la da el sistema de conexión), las funciones de pertenencia se definieron mediante funciones analíticas en vez de hacerlo numéricamente por medio de tablas. En la siguiente figura se muestran como quedan definidos los conjuntos difusos para el error. De manera similar se definen los conjuntos difusos de la velocidad y de la salida de control.

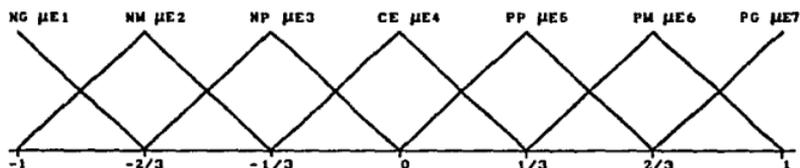
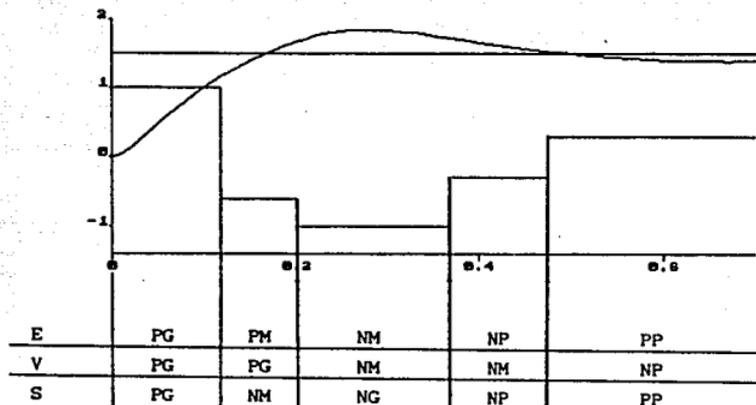


Figura 3.5. Conjuntos difusos del error.

f) Reglas de control: las reglas se deducen a partir de los conocimientos de ingeniería de control y de la experiencia. Se trata de reglas de evaluación de estado tales como:

Si el error es PG y la velocidad es CE ENTONCES el control es PG.

Este tipo de reglas se pueden deducir fácilmente si observamos la respuesta de un control típico a una entrada escalón. A continuación se ilustra dicha respuesta.



E= ERROR V= VELOCIDAD S= SALIDA DE CONTROL

Figura 3.6. Deducción de las reglas de control.

En dicha figura se ejemplifica como se generan las reglas de control para las condiciones presentes en los primeros instantes de la respuesta y se indica aproximadamente como podría ser la salida de control. El número de reglas está determinado por los valores que pueden tomar las variables difusas, es decir está determinado por las particiones de los universos de entrada. Dado que cada variable de entrada tiene 7 términos el número de reglas posibles es de $7 \times 7 = 49$. Dicho conjunto de reglas puede representarse a través de una "matriz de reglas" como se indica en la figura 3.7.

g) Lógica de decisiones: se utilizó la regla de Mamdani para implementar la toma de decisiones, la deducción de dicha regla se puede consultar en [3]. Aquí solamente se expondrá mediante un ejemplo. Supóngase que se tiene un error de 0.4 y una velocidad de 0 (ver figura 3.8). Un error de 0.4 pertenece a los conjuntos PP y PM, y una velocidad de 0 pertenece a los conjuntos CE y PP. El grado de pertenencia a cada uno de estos conjuntos está indicado en la figura 3.8. Las reglas que son aplicables en este caso se obtienen de la matriz de reglas del inciso f.

VEL. ERROR	NG	NM	NP	CE	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NG	NG	NG
NM	NG						
NP	PG	PG	PP	NP	NP	NG	NG
CE	PM	PP	CE	CE	CE	NP	NM
PP	PG	PG	PP	PP	NP	NG	NG
PM	PG						
PG	PG	PG	PG	PG	PG	PG	PG

Figura 3.7. Matriz de reglas.

El antecedente de una regla de control se representa mediante el producto cartesiano de las variables de entrada. Es decir el mínimo de los grados de pertenencia del error y la velocidad. El resultado inferido en cada regla es la intersección del valor anterior con el conjunto difuso de salida. Finalmente la salida de control difusa es la unión de los resultados inferidos a partir de las reglas de control aplicables (ver figura 3.9). Se eligió este método ya que la experiencia en el diseño de CLDs muestra que es de los más fáciles de implementar y además es lo suficientemente exacto para los requerimientos del sistema. En las referencias [8], [9], reportan resultados exitosos, que utilizaron este tipo de razonamiento difuso.

h) Defuzificación: se implementó con el método del centro de áreas. De manera general el centro de gravedad (CGN) se calcula mediante la siguiente fórmula:

$$CGN = \frac{\sum_{i=1}^n (\mu_z(u_i) \times u_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_z(u_i)}$$

donde n es el número de niveles de cuantización del universo de salida y μ_z es una función de pertenencia de la salida resultante.

A continuación se aplica dicho método utilizando los resultados del ejemplo desarrollado en el inciso anterior. Para el ejemplo citado la salida defuzificada es (ver figura 3.9);

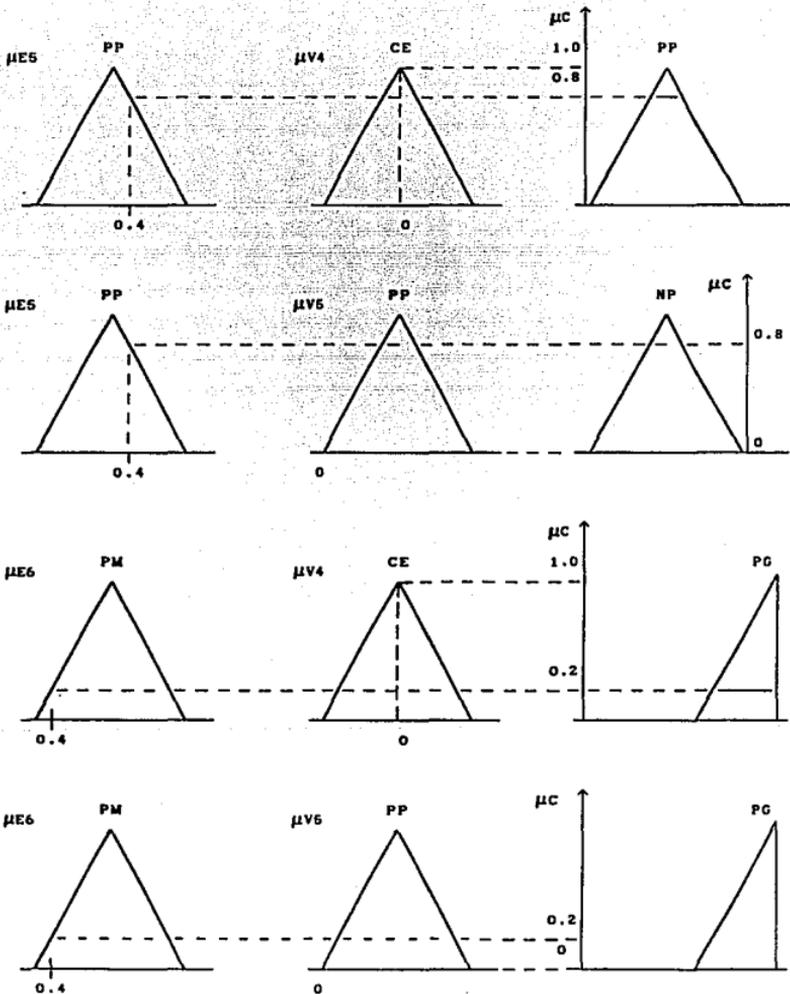


Figura 3.8. Regla de Mamdani para la inferencia difusa.

$$CGN = \text{Mix}M2 / (A1 + A2) = (0.106) \times (0.051) / (0.32 + 0.06) = 0.41$$

Como se aclaró en el capítulo II el método del centro de áreas es el más empleado en los CLD actuales. Lo anterior se debe a que ha dado mejores resultados que los otros métodos descritos en dicho capítulo, para una discusión más amplia referirse a [3].

Después de obtener una salida de control no difusa, se le multiplica por un factor de desnormalización para obtener la señal de control aplicable al motor. Primeramente se usó el valor de la constante de normalización del error CE, para desnormalizar la respuesta del control, y después se aplicaron otras constantes.



Figura 3.9. Método del centro de áreas.

3) SISTEMA DE CONEXIÓN.- Aquí se definieron las variables de salida del sistema MOTOR, como variables de entrada al sistema CLD. La salida de CLD se definió como entrada al sistema MOTOR. Es decir que este sistema modela las interfaces de conexión reales que debe haber entre los otros dos.

3.5 RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN DEL CLD.

Las primeras simulaciones se hicieron a fin de ajustar los parámetros del control. Para lo cual se usó como entrada un escalón, primeramente con una matriz de decisión se ajustaban las constantes de normalización hasta obtener la mejor respuesta. Después se ajustaba la matriz de decisión para tratar de mejorar esa respuesta, y se tenían que volver a ajustar las constantes de normalización.

En la figura 3.10 se muestra como cambia la respuesta al variar la constante de normalización del error (CE). Al aumentar esta constante el tiempo de asentamiento y el sobrepeaso se reducen, pero aumenta un poco el error de estado estacionario.

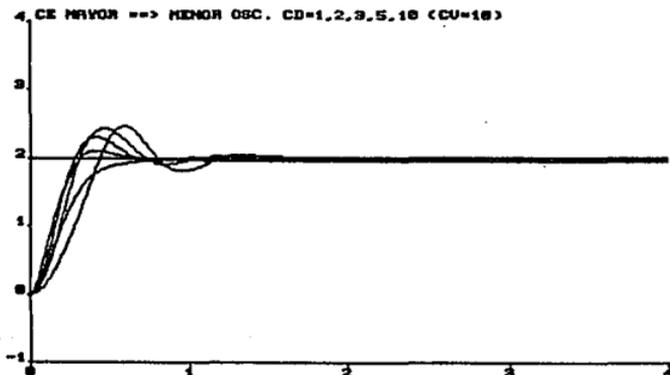


Figura 3.10 Influencia de la CE en la respuesta del CLD.

En la figura 3.11 se presentan los resultados obtenidos al modificar el valor de la constante de normalización de la velocidad (CV). Al aumentar de valor el control actúa más rápidamente, pero como en el caso anterior el error de estado estacionario aumenta.

Los valores finales de las constantes de normalización son: 10 para el

error, 100 para la velocidad, y 0.5 para la salida de control en el caso del escalón unitario; en el caso de la rampa y de la senoide fueron de 1, 2000, y 3, respectivamente.

Los cambios en la matriz de reglas influyen en el comportamiento global del sistema, es decir en su rapidez y amortiguamiento, pero lo más significativo es su influencia en la estabilidad del mismo. Es decir que la matriz de decisiones debe estar diseñada de manera que para cualquier estado posible del sistema, se asegure que el control producirá una salida de control adecuada. La matriz final es la que se muestra en la figura 3.7.

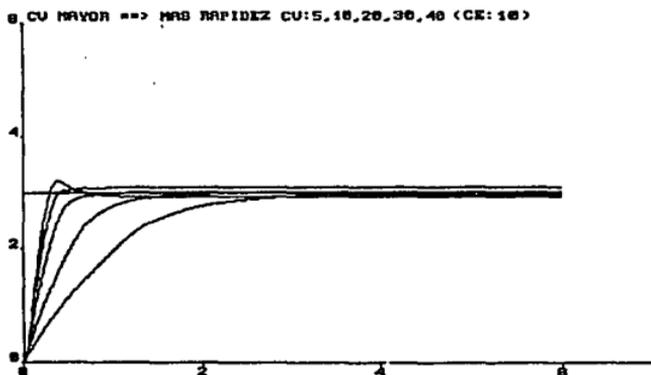
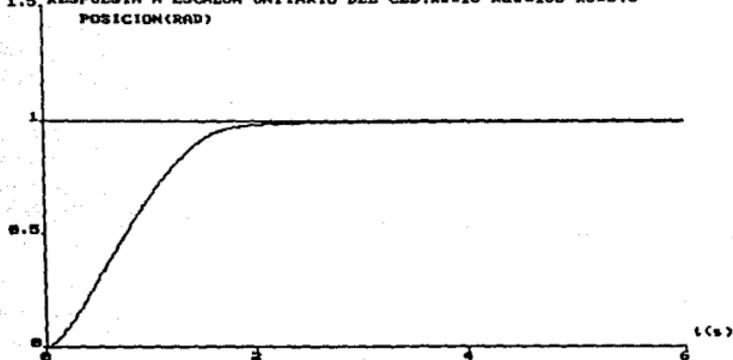


Figura 3.11 Influencia de la CV en la respuesta del CLD.

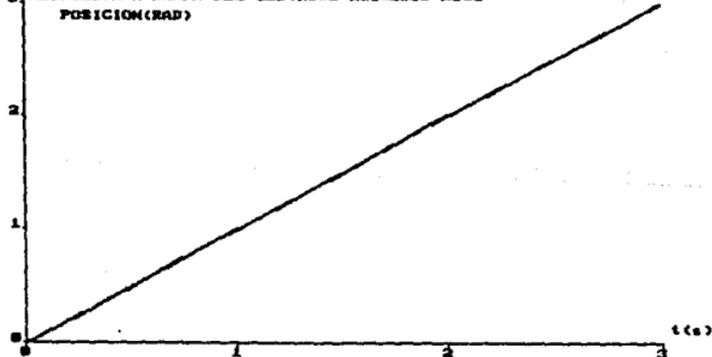
También se simuló el comportamiento del control ante entradas rampa y senooidal. Se efectuaron estas simulaciones con los parámetros ajustados de la respuesta a escalón. Los resultados finales para los tres tipos de entrada, se muestran en la figura 3.12. La evaluación (comparativa) del comportamiento del CLD se hará hasta después de presentar la respuesta del PID a dichas entradas.

1.5 RESPUESTA A ESCALON UNITARIO DEL CLD: $K_e=10$ $K_d=100$ $K_v=0.5$
POSICION(RAD)



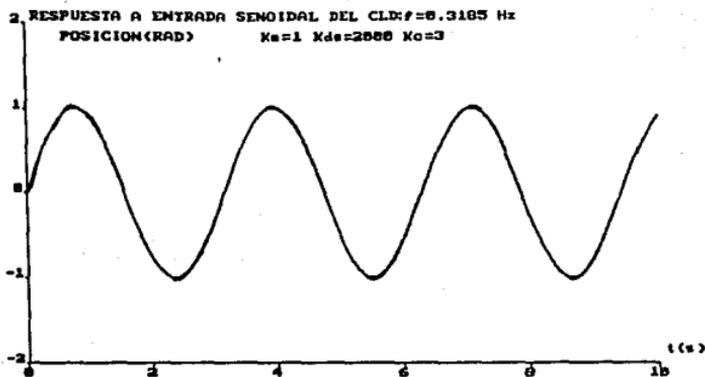
a) Respuesta a escalón unitario.

2. RESPUESTA A RAMPA DEL CLD: $K_e=1$ $K_d=2000$ $K_v=3$
POSICION(RAD)



b) Respuesta a rampa, $m=1$.

Figura 3.12 Respuesta del CLD



c) Respuesta a entrada senoidal, amplitud=1.

Figura 3.12 Respuesta del CLD

3.6 SIMULACIÓN DE UN PID

Para simular el PID se tiene que representar en variables de estado todo el sistema. El control se sintonizó mediante prueba y error. Para sintonizar el control la función de transferencia del motor y del PID se modeló de la siguiente forma: recordando que no es conveniente usar una acción derivativa pura, pues cambios repentinos de la señal provocan salidas muy bruscas; se estructuró al PID y a la planta de manera que el error de posición y la acción derivativa quedarán separados. En general, si se incluye al error en la acción derivativa se tiene que:

$$e=r-y \quad \text{====>} \quad e'=r'-y'$$

donde: e=error, r=referencia, y=salida. Al separar al error, como se muestra en la figura 3.13 el error es:

$$e=r-y'$$

Lo que se hace es separar la acción integral del resto de la planta y poner una realimentación positiva interna con ganancia K_v para poder alterar la ganancia de la acción derivativa y así obtener sus parámetros más fácilmente.

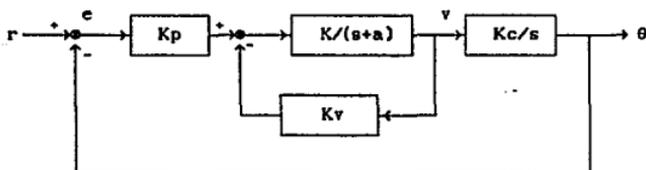
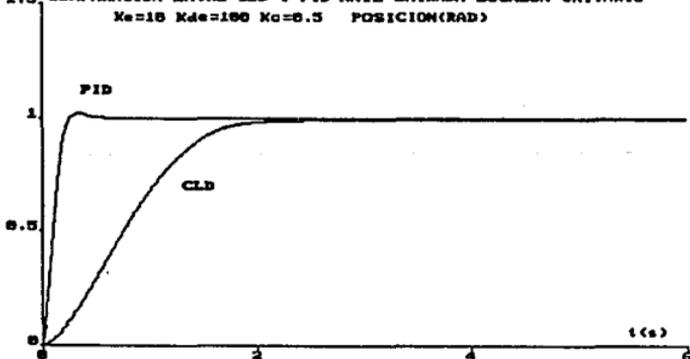


Figura 3.13 Modelo del PID usado en la simulación.

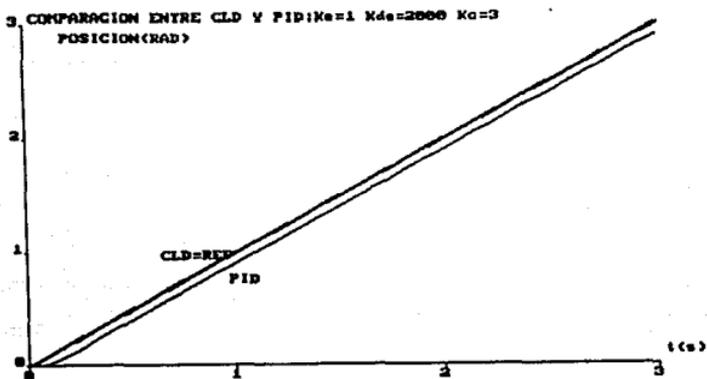
Como en el caso del CLD, las constantes se ajustaron usando como entrada un escalón. Los valores obtenidos fueron: $K_p=2$, $K_c=3$ y $K_v=0.5$. Los resultados de la simulación se muestran en la figura 3.14.

1.5. COMPARACION ENTRE CLD Y PID ANTE ENTRADA ESCALON UNITARIO
 $K_e=18$ $K_d=100$ $K_c=0.5$ POSICION(RAD)

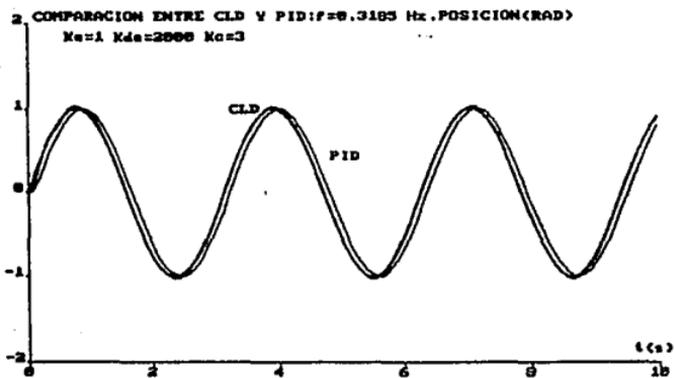


a) Respuesta a entrada escalón unitario.

Figura 3.14. Comparación entre el CLD y el PID



b) Respuesta a entrada rampa, $m=1$.



c) Respuesta a entrada senoidal, amplitud=1.

Figura 3.14. Comparación entre el CLD y el PID

3.7 CONCLUSIONES

La etapa de diseño del CLD fue más bien sencilla, ya que este tipo de control se basa en el uso de reglas lógicas y no en modelos matemáticos. Por las razones anteriores la programación también es rápida y el tiempo de ejecución es menor que el de un PID ya que no requiere de muchos cálculos. La obtención de las reglas es rápida aunque el ajuste de la matriz de decisión y de las constantes de normalización es más tardado.

1) Respuesta a escalón.- Como se puede apreciar en la gráfica mostrada, el PID resulta ser más rápido que el CLD con una constante de tiempo de 0.1s, mientras que la del CLD es de 0.9s. Nótese el sobrepaso casi nulo del PID y un error en estado estable casi nulo del CLD, ocasionado por los parámetros de sintonía y probablemente por la zona muerta en el algoritmo del CLD. En este caso $K_e=10$, $K_d=100$ y $K_c=0.5$. Es obvia la superioridad del PID contra el CLD para esta planta.

2) Respuesta a entrada rampa.- A diferencia con el caso anterior se nota el excelente seguimiento del CLD a la referencia tipo rampa. Como se puede observar el PID presenta un error en estado estable además de un pequeño tiempo muerto. Se muestran también los valores de las constantes de normalización.

3) Respuesta a entrada senoidal.- De igual modo al caso anterior es notable el buen desempeño del CLD ante la senoide, no así para el caso del PID, el cual presenta un pequeño error respecto a dicha referencia. La frecuencia elegida fue de 0.3185 Hz, valor medio entre los extremos de cero y 0.637 Hz (4 rad/s), frecuencia que corresponde al polo no nulo, estable de lazo abierto del motor, y a partir del cual, las entradas con frecuencias superiores comenzarán a distorsionarse (defasándose y atenuándose) hasta nulificarse por completo cuando se incremente demasiado la frecuencia (alrededor de los 10 Hz).

Resumiendo, se puede decir que si bien el desempeño del CLD no es tan bueno como el del PID (en el escalón del caso estudiado), su utilización como una técnica alternativa de control es bastante aceptable. Además, se sabe de

experiencias desarrolladas por investigadores que el CLD es capaz de mostrar un mejor comportamiento que otros controladores especialmente en sistemas que contienen no linealidades, [10], [5], [12].

IV IMPLEMENTACIÓN DEL CLD

4.1 INTRODUCCIÓN

En el presente capítulo se describen los componentes utilizados para la implementación del control y los resultados obtenidos. De manera general, la configuración del sistema se basó en el modelo utilizado para la simulación. Ahora bien, las interfaces se desarrollaron por completo en esta etapa ya que como se aclaró antes, éstas no fueron necesarias para la simulación.

El capítulo se compone de las siguientes secciones: en 4.2 se describe el sistema completo y se presente su diagrama de bloques, en la sección 4.3 se describen las interfaces empleadas y como se diseñaron, las características más sobresalientes del MC68HC11 y de la tarjeta de evaluación se describen en 4.4, en la sección 4.5 se explica el programa en lenguaje ensamblador que realiza el algoritmo de control, finalmente en la sección 4.6. se muestran los resultados de la implementación.

4.2 DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

La implementación del CLD se basó en el uso del microcontrolador MC68HC11 de Motorola. Para el desarrollo e implementación del control se utilizaron: la fuente de alimentación y algunas unidades del Servo Sistema Modular MS150 (SSM), para obtener y acoplar las señales de las distintas partes que constituyen el sistema, una tarjeta de interfaces para adecuar las señales de entrada y salida del control, la tarjeta M68HC11EVB (EVB) para implementar el CLD, y una computadora para comunicarse con la EVB a fin de desarrollar y depurar el algoritmo de control. Además se utilizó un generador de funciones para obtener distintas señales de referencia para el control, además de circuitos de acondicionamiento. En la figura 4.1 se presenta un diagrama a bloques del sistema.

El error de posición y la velocidad son las señales empleadas para conocer el estado de la planta. Estas señales se acondicionan para poder ser procesadas por el algoritmo difuso de control. Y a su vez la salida de control del algoritmo se acondiciona a fin de obtener una señal capaz de actuar sobre el inducido del motor.

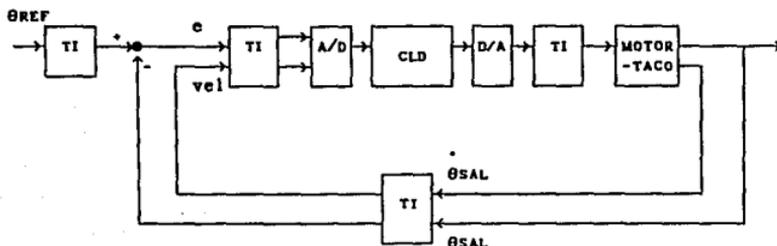


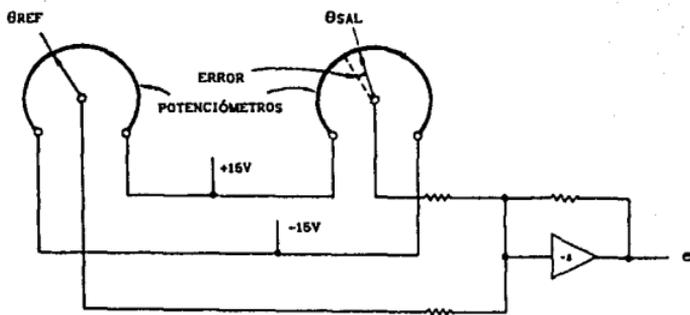
Figura 4.1. Diagrama de bloques del sistema (TI=tarjeta de interfaces).

En seguida se describe el funcionamiento de cada las partes del sistema.

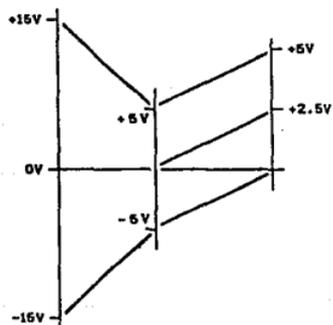
4.3 TARJETA DE INTERFACES

En este punto también se incluirán los sensores y circuitos externos asociados a esta tarjeta.

a) Interfaz de entrada.- Este circuito adecúa los niveles de voltaje que se obtienen de los sensores a los límites permitidos por la tarjeta de control. La posición se sensa a través de un potenciómetro (unidad OP150K) acoplado perpendicularmente, mediante un mecanismo reductor, al eje del motor. La relación de reducción es de 30 a 1. El potenciómetro se polariza con $\pm 15V$ de manera que para 360 grados se tiene +15V y para 0 grados -15V. La referencia se obtiene igualmente, de un potenciómetro (unidad IP150H) polarizado con $\pm 15V$. La señal de posición θ_{REF} , se resta de la referencia θ_{SAL} , para obtener la señal de error e . Esto se logra mediante el uso de la unidad OA 150A del SSM, que es un amplificador operacional (AO) de ganancia -1. En la figura 4.2a se representa este arreglo.



a) Arreglo para obtener la señal de error.



b) Escalamiento de la señal de error.

Figura 4.2

Los voltajes de entrada recomendados para el convertidor analógico digital (CAD) del M68HC11 no deben exceder el rango de 0V a +5V. En la figura 4.2b se indican las operaciones que se realizaron sobre la señal de error para adecuarse a tal requisito. Dicha señal se mapea del rango de $\pm 15V$ al rango de $\pm 5V$ y finalmente de éste al rango de 0V a +5V. Estas dos operaciones se hacen con dos amplificadores operacionales, el primero tiene una ganancia de $-1/3$ y

el segundo, con ganancia de $-1/2$, suma un voltaje de $-5V$ a este resultado. Estos operacionales pertenecen al circuito integrado 3 (CI-3) TL084 que es parte de la interfaz de entrada.

La señal de velocidad θ_{SAL} , se toma del tacogenerador acoplado al motor (unidad MT150F). Esta señal también tiene que adecuarse al rango de entrada del CAD del HC11. Dado que los voltaje máximos que pueden aparecer en el tacogenerador son cercanos a $\pm 15V$, la señal de velocidad se acondicionó usando un arreglo similar al empleado para la señal de error de posición. Los circuitos que realizan todas las operaciones mencionadas, se muestran en el apéndice E.

b) Interfaz de salida.- Se necesita para convertir la salida de control digital producida por el CLD en una señal analógica de nivel adecuado para el manejo de los transistores que excitan la armadura del motor. Es decir se requiere primero un convertidor digital analógico (CDA) y después un circuito para ajustar esta señal de voltaje a los $\pm 15V$ requeridos por los transistores que excitan el inducido del motor. Para la etapa de potencia (transistores) se emplea la unidad SA150D, conectada como se indica en la figura 4.3. El motor es de bobinas de campo separadas y los dos campos están conectados de tal forma que el eje gire en un sentido para un voltaje positivo V_1 y en sentido contrario para un voltaje positivo V_2 . Entonces, para que el motor pueda girar en cualquiera de los dos sentidos, la armadura se conecta a ambos emisores y cada bobina de campo con uno de los colectores de los transistores.

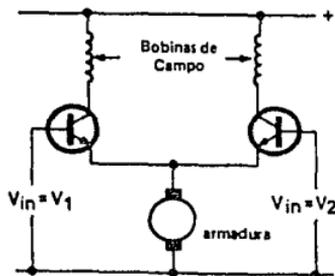


Figura 4.3 Servoamplificador.

Para la conversión, se utilizó el CDA DAC0808 de 8 bits CI-1, cuyas características se muestran en el apéndice D. La salida obtenida del CDA es una corriente proporcional al valor de entrada, por lo tanto para obtener un voltaje proporcional a esa corriente se utilizó un AO. Así, el CDA junto con un AO del CI-2 TL082, se diseñan para obtener una señal de control que abarque el rango de 0V a 10V. A fin de poder manejar los transistores que excitan al Inducido, hay que ajustar esos valores a un rango de $\pm 15V$. Esto se logra haciendo uso del segundo AO de CI-2, diseñándolo como un sumador no inversor con una ganancia de 3 y sumando -5v. En el apéndice E se muestran los circuitos usados para efectuar dichas operaciones.

La señal de control obtenida (CG), pasa al preamplificador PA150C del cual se obtienen las dos señales necesarias para excitar al servoamplificador SA150D. En la figura 4.4b se ejemplifica el funcionamiento del preamplificador haciendo uso de diagramas. Cuando CG es positiva, una salida es de +1V y la otra es el valor absoluto de la entrada, si CG es negativa las salidas intercambian su forma de operación.

4.4 TARJETA DE CONTROL

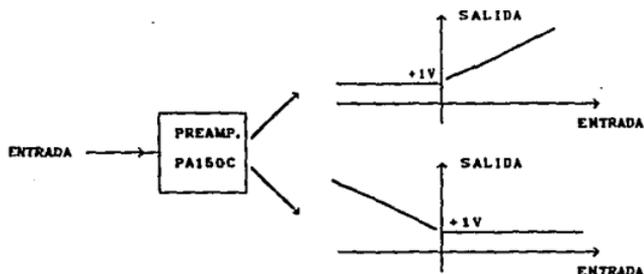
Antes de detallar el funcionamiento de la tarjeta de control, se hace necesario describir someramente las características del HC11.

MICROCONTROLADOR MC68HC11

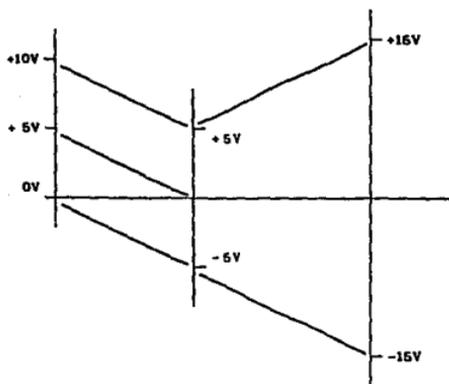
La arquitectura del HC11 incluye las funciones periféricas más importantes en un solo circuito. En la figura 4.5 se presenta el diagrama a bloques de este microcontrolador. Los subsistemas de mayor interés para el desarrollo del presente trabajo son: la CPU, el CAD (puerto E), el puerto B (de salida), y las memorias. Los puertos de comunicación A y D se usaron para la etapa de depuración del programa y no como un recurso para el control.

El subsistema de selección de modo se utiliza para seleccionar la forma en que funcionará el HC11. Existen dos modos fundamentales de operación para el HC11: el simple y el expandido. Cada modo tiene una versión especial y una

versión normal. Los modos de operación se seleccionan por los niveles aplicados a las terminales MODA y MODB durante el reset. La mayoría de los subsistemas no son afectados por el modo de operación, excepto el subsistema de entrada-salida paralela, el cual se pierde en los modos de operación expandidos. Para el desarrollo del CLD se usó el modo de operación simple normal, en el cual todos los recursos del HCL1 están disponibles.



a) Características del preamplificador.



b) Operaciones que realiza la interfaz de salida.

Figura 4.4

A continuación se describen las características más importantes de los subsistemas de interés para la implementación del CLD.

a) Unidad central de procesamiento.- La CPU del HC11 es la responsable de la ejecución de todos los programas del usuario. La arquitectura de la CPU del HC11 hace que todos los periféricos de entrada-salida, y localidades de memoria sean tratadas como si fueran localidades en el mapa de memoria. Así, no hay instrucciones especiales para la entrada-salida que estén separadas de las que se usan para la memoria. La figura 4.6 muestra el modelo utilizado para la programación de la CPU del HC11. Estos registros son parte integral de la memoria de la CPU y no se direccionan como localidades de memoria.

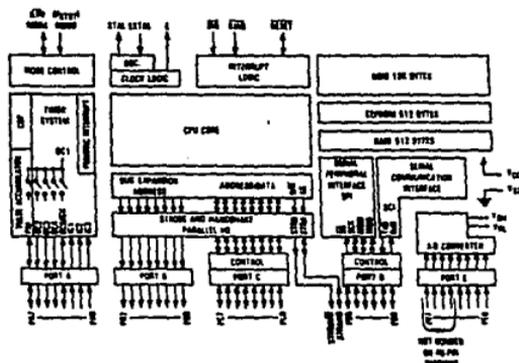


Figura 4.5 Microcontrolador HC11.

La CPU cuenta con dos acumuladores A y B de propósito general usados para almacenar temporalmente resultados de operaciones de cálculos aritméticos o de manipulación de bits. Algunas instrucciones combinan estos dos acumuladores como si fuera uno solo de 16 bits (acumulador D). La CPU tiene además dos registros índice X y Y que son usados para el modo de direccionamiento Indexado.

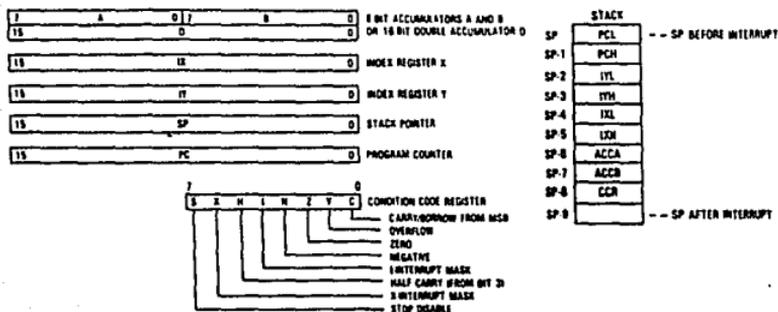


Figura 4.6. Modelo del HC11 para la programación.

b) Convertidor analógico digital.- El sistema de conversión del HC11 usa una técnica de redistribución de cargas totalmente capacitivo. Es un sistema de 8 canales, 8 bits, de aproximaciones sucesivas. La precisión del convertidor es de $\pm 1/2$ del bit menos significativo. Debido a la técnica de redistribución de cargas no se recomienda usar circuitos de protección con diodos, ya que la corriente de fuga de los mismos puede afectar el funcionamiento del CAD. Por las mismas razones, no son necesarios circuitos de muestreo y retención externos. Para proteger estas entradas se recomienda colocarles en serie una resistencia de $1K\Omega$.

c) Puerto B.- Es un puerto unidireccional de salida. Forma parte del subsistema de entrada/salida paralela. Se tiene disponible este puerto, dado que el HC11 se emplea en el modo de operación simple normal.

TARJETA M68HCEVB

La EVB es una herramienta diseñada para depurar programas en el lenguaje del HC11 y evaluar el comportamiento de sistemas que incorporen el uso de dicho circuito. La EVB posee una terminal de interface que está conectada a las terminales del HC11 incluido en la tarjeta, esto permite comunicar al microcontrolador con el sistema de aplicación.

Por otra parte, también se puede establecer comunicación con una computadora a través de una terminal compatible con RS-232C. En consecuencia, es posible bajar a la tarjeta programas previamente ensamblados, correrlos y monitorear su desempeño. Además de lo anterior, la comunicación entre la computadora y la EVB permite ensamblar y desensamblar código en el ambiente de la tarjeta. Las operaciones mencionadas son posibles gracias al programa monitor llamado BUFFALO [26] (Bit User Fast Friendly Aid to Logical Operation), y al programa de comunicación KERMIT [26]. El BUFFALO está incluido en una memoria EEPROM de la EVB y el KERMIT se corre en la computadora. El diagrama completo de la EVB se anexa en el apéndice C.

La tarjeta puede operar en los modos de depuración o de evaluación (se emula el funcionamiento del HCl1). El primer modo de operación se utilizó principalmente, durante la primera etapa de la implementación. Se editaba y ensamblaba el programa en una computadora para posteriormente cargarlo en la tarjeta y comprobar su funcionamiento. Una vez que se obtenía una versión sin errores aparentes, se empleaba el segundo modo de operación. Es decir se conectaba la interfaz de la EVB a las demás partes del sistema y se ejecutaba el algoritmo de control. De lo anterior, es evidente que el uso de la EVB permitió acelerar bastante el proceso de implementación del CLD.

4.5 DISEÑO DEL CLD

En esta etapa del trabajo, el diseño se limitó casi exclusivamente a encontrar la manera más sencilla de programar lo hecho durante la simulación. Es decir la programación del CAD del HCl1, la programación de las subrutinas para realizar las operaciones aritméticas básicas, el establecimiento del formato de representación de los números empleados en los cálculos y en general la programación de las funciones que se usaron en las distintas partes del algoritmo.

La estructura del programa de control se divide en tan sólo tres módulos: fuzificación, algoritmo de control y defuzificación. Los criterios empleados para el diseño de los módulos en términos de lógica difusa, se describen en el capítulo III. En éste punto sólo se indica como se implementaron estas etapas

con los recursos del HC11. En el apéndice B se da el listado de todo el programa.

Fuzificación.- Esta parte del programa incluye la conversión analógica digital de las señales del motor y la posterior conversión de estos datos numéricos a valores difusos. Como referencia para ésta y las subsecuentes partes del programa se recomienda consultar el diagrama de flujo que se muestra en la figura 4.7.

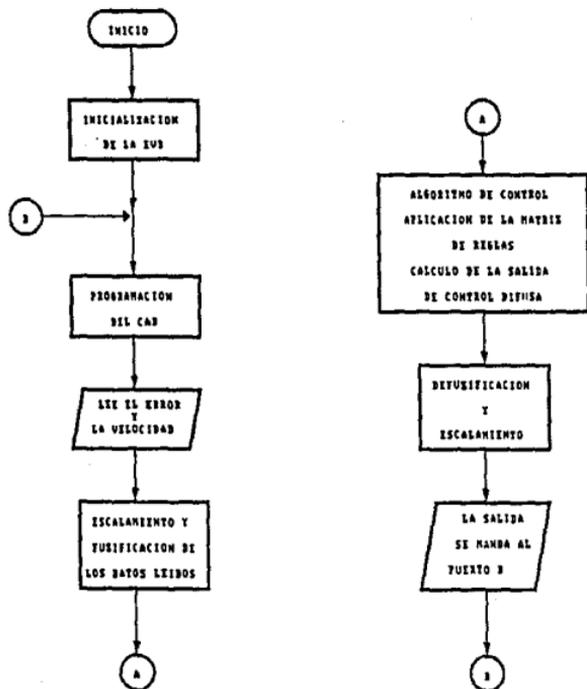


Figura 4.7. Diagrama de Flujo del CLD

La estructura del HCl1 permite realizar la conversión analógica digital de una manera bastante sencilla. Simplemente se programan los canales de conversión PE6 y PE7 (puerto E analógico), para leer el error y la velocidad respectivamente. Cada uno de los datos obtenidos representa un elemento en el universo discreto correspondiente. Dado que el CAD del HCl1 es de 8 bits los universos de entrada, el del error y el de la velocidad, tienen 256 elementos discretos cada uno. Así, los datos de entrada ya digitalizados, 0, ..., 255, se manipulan para hacerlos corresponder a un rango de valores centralizado que va de $-M$ a $+M$; el cual se constituye en el universo de entrada. De ésta manera, el rango de $-15V$ a $+15V$ queda representado en un universo de $-M$ a $+M$.

Lo anterior implica que para la implementación no se normalizaron los universos tal y como se hizo en la simulación. Esto se debió a que con valores normalizados los cálculos realizados requerían de ampliar el número de cifras significativas a fin de no perder precisión en los resultados.

Para asignar a cada uno de los elementos del universo su grado de pertenencia al conjunto difuso correspondiente, se usaron funciones de pertenencia triangulares tal y como se hizo para la simulación. Si bien se pudieron haber definido a través de una tabla, se prefirió hacerlo mediante una función analítica para ahorrar memoria. En la figura 4.8 se muestra como quedaron definidos los universos de entrada en la versión final del programa.

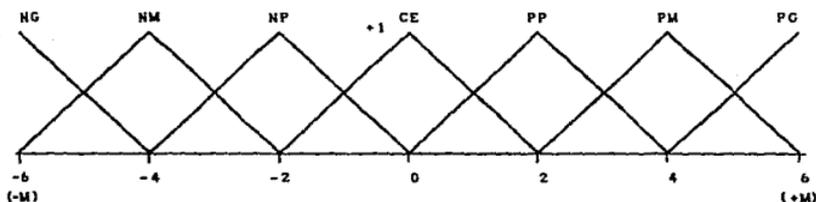


Figura 4.8. Universo de entrada del error.

Algoritmo de control.- A esta etapa le corresponden la implementación de las reglas de control difuso en el lenguaje del HCl1. Esta parte del programa es, por así decirlo, una traducción del algoritmo usado en la simulación. En

este caso la matriz de decisiones se implementó como una tabla de números que se hicieron corresponder, para fines de cálculo, con los centros de las bases de las funciones de pertenencia. Aunque la simulación había arrojado como resultado una cierta matriz de reglas, para la implementación, la matriz tuvo que ajustarse a fin de mejorar la respuesta del CLD.

Defuzificación.- Para obtener un valor de control no difuso, simplemente se programó la fórmula del método del centro de áreas tal y como se hizo en la simulación. El valor resultante se mandó al puerto B de salida, el cual eventualmente se conecta con la interfaz de salida. Así, el rango de los valores de la salida de control, de 0 a 255, corresponde al rango de voltajes de -15V a +15V.

4.6 RESULTADOS

Para probar el CLD se conectó todo el sistema tal y como se muestra en la figura 4.9. La señal de referencia se aplicó primeramente con un potenciómetro, graduado tal y como el potenciómetro acoplado al motor. Después con el uso de un generador se aplicaron como señales de referencia ondas cuadradas, triangulares y senoidales.

Las pruebas se llevaron a cabo de la siguiente forma: se comunicaba la computadora a la EVB y se cargaba el programa de control. Se definían las constantes de escalamiento y se corría el programa. Durante las pruebas se observó que el motor llegaba a tener oscilaciones alrededor del punto de referencia, y aunque se ajustaban los parámetros del CLD éstas no cesaban. Lo anterior se debe en parte al ruido y en parte al ajuste de la etapa de potencia la cual aplica al motor un pequeño voltaje aunque no haya señal de control aplicada. Lo anterior se compensó ampliando la zona muerta en la matriz de reglas del algoritmo de control, tal y como se indica en el listado.

Se utilizó la tarjeta LabMaster para obtener las mediciones de la posición y la referencia y el programa Grapher para graficar estos datos.

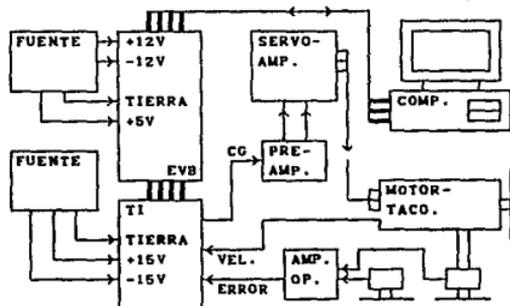
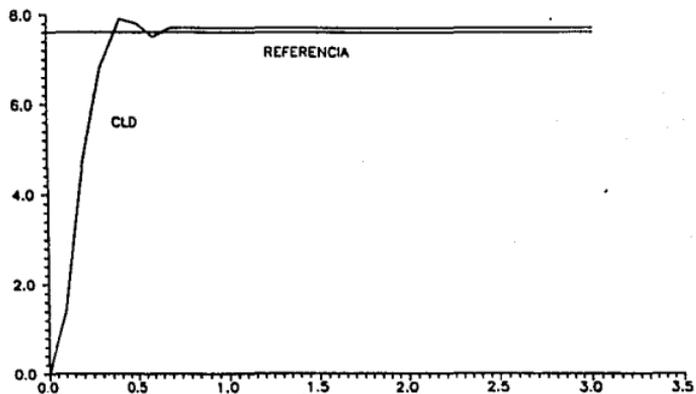


Figura 4.9. Sistema de control.

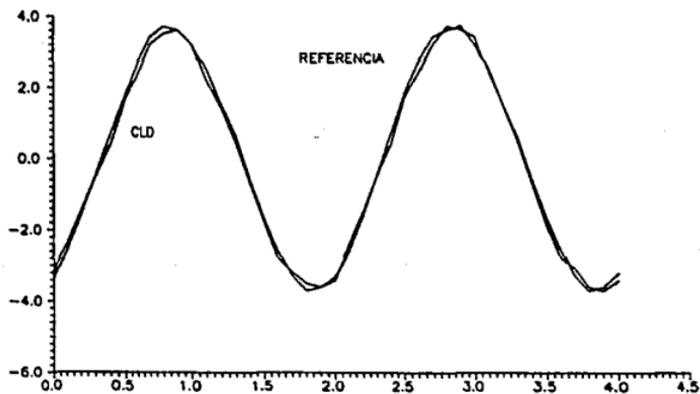
La respuesta a la entrada escalón fue la que nos permitió ajustar los parámetros del control. Mediante la observación de esta respuesta (tiempo de retardo, tiempo de asentamiento, el error en estado estable y el sobrepaso), se ajustaron los parámetros principales del CLD. Los primeros parámetros que se modificaron fueron las constantes de escalamiento. Como en la simulación, la influencia de estos parámetros es notoria. El tiempo de asentamiento y de retardo se ven alterados grandemente por los valores de estas constantes. La matriz de decisiones también tuvo que ajustarse para mejorar la respuesta. En este caso la tabla resultó ser uno de los factores de más influencia en la estabilidad del sistema y en la magnitud del error de estado estable.

Una vez ajustados estos parámetros, se aplicaron las señales periódicas arriba mencionadas. La respuesta a este tipo de señales es bastante aceptable aunque observamos que si se volvían a ajustar los parámetros ésta podía mejorar.

A continuación se muestran las gráficas obtenidas para cada uno de estos casos.

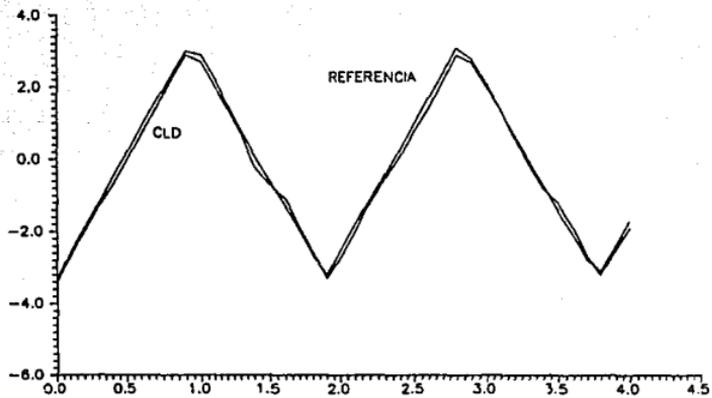


a) Respuesta a entrada escalón.

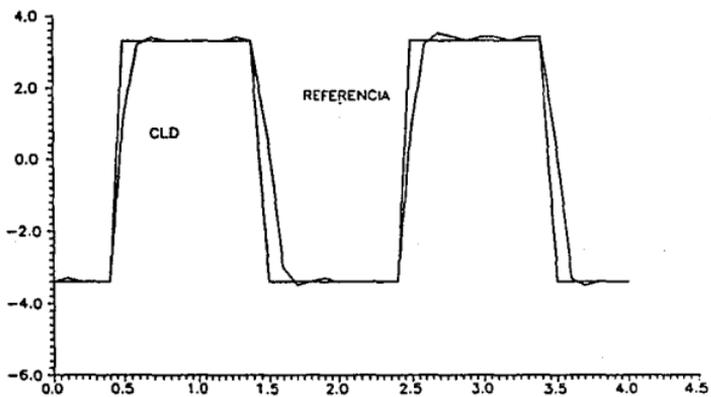


b) Respuesta a onda senoidal, $f=0.5\text{Hz}$.

Figura 4.10. Respuesta del CLD.



c) Respuesta a onda triangular, $f=0.5\text{Hz}$.



d) Respuesta a onda cuadrada, $f=0.5\text{Hz}$.

Figura 4.10. Respuesta del CLD.

V CONCLUSIONES FINALES

Como se puede observar a lo largo de este trabajo, el control difuso se presenta como una alternativa prometedora en la resolución de problemas de control. Las ventajas del control difuso radican principalmente en su sencillez y en que requiere de poco tiempo y pocos recursos para su desarrollo e implementación. Las características anteriores se derivan del hecho de que un CLD es capaz de representar la estrategia de control que utilizan los seres humanos en la toma de decisiones. Esta flexibilidad lo hace muy atractivo en la resolución de problemas complejos o pobremente definidos, los cuales no ha sido posible controlar mediante otras técnicas.

El método que se usó en este trabajo para el diseño del CLD (referencias [2] y [3]), resultó ser bastante práctico y completo; aún así muchas de los criterios empleados siguen dependiendo de la experiencia del diseñador.

Por otra parte, si bien la sintonización del CLD se hizo mediante prueba y error, esta tarea es posible automatizarla usando lógica difusa, en [30] se reporta un ejemplo de un sintonizador difuso de este tipo.

De las observaciones anteriores se pueden sugerir algunos temas de estudio a futuro, principalmente en lo referente a la fuzificación, a la estructura de la base de reglas, a la consistencia e interactividad de las reglas de control, a la desnormalización y a la estabilidad de los CLD.

a) De la fuzificación es necesario conocer más la influencia de la normalización de los universos pudiendose probar normalizaciones no lineales, ya que como hemos visto la normalización afecta significativamente el comportamiento del CLD.

b) La estructura de la base de reglas está marcada por la forma en que se expresa el conocimiento experto en términos de lógica difusa. Si bien esto

abarca un sinnúmero de aspectos, es de interés la posibilidad de obtener no solo un conjunto de reglas sino dos o más para mejorar el comportamiento del CLD. En [9] se reporta una simulación exitosa utilizando esta idea. Otro aspecto a explotar es la adaptabilidad de los CLD, en [8] se da un ejemplo claro de ello.

c) De la base de reglas es necesario saber si las reglas usadas son las más eficientes (Interactividad) y si en realidad abarcan todas las situaciones que se le han de presentar al controlador (consistencia). Lo anterior requiere de un estudio profundo de la forma en que éstas quedan representadas mediante enunciados difusos y de la posterior manipulación de los mismos. Para el desarrollo del presente trabajo, la interactividad no es de tanta importancia, pero en un sistema en el que se manejen más variables puede ser algo vital.

d) Finalmente la estabilidad de los CLD es uno de los temas de más debate e investigación. En las referencias [31], [32] y [2] se proponen criterios para el análisis de la estabilidad de sistemas con ciertas características. Pero, en general podemos decir que no hay una solución definitiva a este problema.

Por último cabe agregar que siendo el control difuso una técnica relativamente nueva, está registrando constantemente adelantos significativos en cada uno de los puntos arriba señalados. Lo anterior se refleja en la creciente utilización de los CLD en la solución de los problemas de control que se le plantean al ingeniero en la actualidad.

APÉNDICE A

LISTADO DEL PROGRAMA EMPLEADO PARA LA SIMULACIÓN

"SISTEMA PARA SIMULAR AL MOTOR"

CONTINUOUS SYSTEM MOTOR

INPUT U
STATE X1 X2
DER DX1 DX2
DX1=X2
DX2=-A*X2+K*U
Y=X1
A:4
K:40
X1:0
X2:0
END

"SISTEMA DISCRETO PARA SIMULAR AL CLD"

"DECLARACION DE VARIABLES"

DISCRETE SYSTEM CLD

INPUT P DP PREF
OUTPUT CG
TIME T
TSAMP TS

"P=POSICION.
"DP=VELOCIDAD.
"PREF=REFERENCIA.

"NORMALIZACION"

VARI=PREF-P
VAR2=VARI/CE
PN=ABS(VAR2)
E=SIGN(VAR2)
EN=E*MIN(PN,1)
A=DP/CV
B=SIGN(A)
C=ABS(A)
D=MIN(C,1)
VN=B*D

"SE NORMALIZA EL ERROR
"CE=CTE. DE NORMALIZA-
"CION DEL ERROR.

"SE NORMALIZA LA VEL.
"CV=CTE. DE NORMALIZA-
"CION DE LA VELOCIDAD.

"GRADOS DE PERTENENCIA DE LOS UNIVERSOS DE ENTRADA"

F=IF E<0 THEN 3*EN+3 ELSE 0
G=MOD(F,1)
H=IF E>0 THEN 0 ELSE INT(2.999*EN)/3
I=1-G
J=IF E>0 THEN 0 ELSE MAX((INT(2.999*EN)/3-1/3),-1)
K=IF E>0 THEN -3*EN+3 ELSE 0
L=MOD(K,1)
M=IF E<0 THEN 0 ELSE INT(2.999*EN)/3
N=1-L
O=IF E<0 THEN 0 ELSE MIN((INT(2.999*EN)/3+1/3),1)
CEROE=IF PN<0.07 THEN 0 ELSE 1
GPE1=MAX(G,L)
GPE2=MIN(I,N)
CD1=CEROE*(H+M)
CD2=CEROE*(J+O)
Q=IF B<0 THEN 3*VN+3 ELSE 0
R=MOD(Q,1)

"SE OBTIENE EL GRADO DE
"PERTENENCIA DEL ERROR
"SE OBTIENE EL CONJUNTO
"AL CUAL PERTENECE.

"SE OBTIENE EL GRADO DE
"PERTENENCIA DE LA VEL.

S=IF B>0 THEN 0 ELSE INT(2.9999*VN)/3
 UT=1-R
 U=IF B>0 THEN 0 ELSE
 MAX((INT(2.999*VN)/3-1/3),-1)
 V=IF B>0 THEN -3*VN+3 ELSE 0
 W=MOD(V,1)
 X=IF B<0 THEN 0 ELSE INT(2.9999*VN)/3
 Y=1-W
 Z=IF B<0 THEN 0 ELSE MIN((INT(2.9999*VN)/3+1/3),1)
 CEROV=IF C<0.07 THEN 0 ELSE 1
 GPV1=MAX(R,W)
 GPV2=MIN(UT,Y)
 CD3=CEROV*(S+X)
 CD4=CEROV*(U+Z)

*SE OBTIENE EL CONJUNTO
 *AL CUAL PERTENECE.

"GRADOS DE PERTENENCIA DEL UNIVERSO DE SALIDA"

H1=MIN(GPE1,GPV1)
 H2=MIN(GPE1,GPV2)
 H3=MIN(GPE2,GPV1)
 H4=MIN(GPE2,GPV2)

*G. P. DE LOS CONJUNTOS
 *DEL UNIV. DE SALIDA.

"REGLA 1 CD1 Y CD3"

Z1=IF CD1>0.35 THEN 1 ELSE 0
 Z2=IF CD1<-0.35 THEN -1 ELSE 0
 Z3=IF CD1>0.15 AND CD1<0.6 AND CD3<-0.35 THEN 1 ELSE 0
 Z4=IF CD1>0.15 AND CD1<0.6 AND CD3>-0.6 AND CD3<0.6 THEN 1/3 ELSE 0
 ZZ=IF CD1>0.15 AND CD1<0.6 AND CD3>0.35 AND CD3<0.9 THEN 0 ELSE 0
 Z5=IF CD1>0.15 AND CD1<0.6 AND CD3>0.35 THEN -1 ELSE 0
 Z6=ABS(CD1)
 Z7=ABS(CD3)

Z8=IF Z6<0.27 AND Z7<0.6 THEN 0 ELSE 0
 Z9=IF Z6<0.27 AND CD3<-0.35 AND CD3>-0.9 THEN 1 ELSE 0
 ZA=IF Z6<0.27 AND CD3<-0.7 THEN 1 ELSE 0
 ZB=IF Z6<0.27 AND CD3>0.35 AND CD3<0.9 THEN -1 ELSE 0
 ZC=IF Z6<0.27 AND CD3>0.7 THEN -1 ELSE 0
 ZD=IF CD1<-0.15 AND CD1>-0.6 AND CD3>0.35 THEN -1 ELSE 0
 ZF=IF CD1<-0.15 AND CD1>-0.6 AND CD3<0.9 AND CD3>-0.6 THEN -1/3 ELSE 0
 ZG=IF CD1<-0.15 AND CD1>-0.6 AND CD3>-0.9 AND CD3<-0.35 THEN 1 ELSE 0
 ZH=IF CD1<-0.15 AND CD1>-0.6 AND CD3<-0.7 THEN 1 ELSE 0
 DIS1=Z1+Z2+Z3+Z4+Z5+ZZ+Z8+Z9+ZA+ZB+ZC+ZD+ZF+ZG+ZH

"REGLA 2 CD1 Y CD4"

Y1=IF CD1>0.35 THEN 1 ELSE 0
 Y2=IF CD1<-0.35 THEN -1 ELSE 0
 Y3=IF CD1>0.15 AND CD1<0.6 AND CD4<-0.35 THEN 1 ELSE 0
 Y4=IF CD1>0.15 AND CD1<0.6 AND CD4>-0.6 AND CD4<0.6 THEN 1/3 ELSE 0
 Y5=IF CD1>0.15 AND CD1<0.6 AND CD4>0.35 AND CD4<0.9 THEN 0 ELSE 0
 YY=IF CD1>0.15 AND CD1<0.6 AND CD4>0.35 THEN -1 ELSE 0
 Y6=ABS(CD1)
 Y7=ABS(CD4)
 Y8=IF Y6<0.27 AND Y7<0.6 THEN 0 ELSE 0
 Y9=IF Y6<0.27 AND CD4<-0.35 AND CD4>-0.9 THEN 1 ELSE 0
 YA=IF Y6<0.27 AND CD4<-0.7 THEN 1 ELSE 0
 YB=IF Y6<0.27 AND CD4>0.35 AND CD4<0.9 THEN -1 ELSE 0
 YC=IF Y6<0.27 AND CD4>0.7 THEN -1 ELSE 0
 YD=IF CD1<-0.15 AND CD1>-0.6 AND CD4>0.35 THEN -1 ELSE 0
 YF=IF CD1<-0.15 AND CD1>-0.6 AND CD4<0.9 AND CD4>-0.6 THEN -1/3 ELSE 0
 YG=IF CD1<-0.15 AND CD1>-0.6 AND CD4>-0.9 AND CD4<-0.35 THEN 1 ELSE 0
 YH=IF CD1<-0.15 AND CD1>-0.6 AND CD4<-0.7 THEN 1 ELSE 0
 DIS2=Y1+Y2+Y3+Y4+Y5+Y8+Y9+YA+YB+YC+YD+YF+YG+YH+YY

"REGLA 3 CD2 Y CD3"

W1=IF CD2>0.35 THEN 1 ELSE 0
W2=IF CD2<-0.35 THEN -1 ELSE 0
W3=IF CD2>0.15 AND CD2<0.6 AND CD3<-0.35 THEN 1 ELSE 0
W4=IF CD2>0.15 AND CD2<0.6 AND CD3>-0.6 AND CD3<0.6 THEN 1/3 ELSE 0
W5=IF CD2>0.15 AND CD2<0.6 AND CD3>0.35 AND CD3<0.9 THEN 0 ELSE 0
WW=IF CD2>0.15 AND CD2<0.6 AND CD3>0.35 THEN -1 ELSE 0
W6=ABS(CD2)
W7=ABS(CD3)
W8=IF W6<0.27 AND W7<0.6 THEN 0 ELSE 0
W9=IF W6<0.27 AND CD3<-0.35 AND CD3>-0.9 THEN 1 ELSE 0
WA=IF W6<0.27 AND CD3<-0.7 THEN 1 ELSE 0
WB=IF W6<0.27 AND CD3>0.35 AND CD3<0.9 THEN -1 ELSE 0
WC=IF W6<0.27 AND CD3>0.7 THEN -1 ELSE 0
WD=IF CD2<-0.15 AND CD2>-0.6 AND CD3>0.35 THEN -1 ELSE 0
WF=IF CD2<-0.15 AND CD2>-0.6 AND CD3<0.9 AND CD3>-0.6 THEN -1/3 ELSE 0
WG=IF CD2<-0.15 AND CD2>-0.6 AND CD3>-0.9 AND CD3<-0.35 THEN 1 ELSE 0
WH=IF CD2<-0.15 AND CD2>-0.6 AND CD3<-0.7 THEN 1 ELSE 0
DIS3=W1+W2+W3+W4+W5+W8+W9+WA+WB+WC+WD+WF+WG+WH+WW

"REGLA 4 CD2 Y CD4"

X1=IF CD2>0.35 THEN 1 ELSE 0
X2=IF CD2<-0.35 THEN -1 ELSE 0
X3=IF CD2>0.15 AND CD2<0.6 AND CD4<-0.35 THEN 1 ELSE 0
X4=IF CD2>0.15 AND CD2<0.6 AND CD4>-0.6 AND CD4<0.6 THEN 1/3 ELSE 0
X5=IF CD2>0.15 AND CD2<0.6 AND CD4>0.35 AND CD4<0.9 THEN 0 ELSE 0
XX=IF CD2>0.15 AND CD2<0.6 AND CD4>0.35 THEN -1 ELSE 0
X6=ABS(CD2)
X7=ABS(CD4)
X8=IF X6<0.27 AND X7<0.6 THEN 0 ELSE 0
X9=IF X6<0.27 AND CD4<-0.35 AND CD4>-0.9 THEN 1 ELSE 0

XA=IF X6<0.27 AND CD4<-0.7 THEN 1 ELSE 0
 XB=IF X6<0.27 AND CD4>0.35 AND CD4<0.9 THEN -1 ELSE 0
 XC=IF X6<0.27 AND CD4>0.7 THEN -1 ELSE 0
 XD=IF CD2<-0.15 AND CD2>-0.6 AND CD4>0.35 THEN -1 ELSE 0
 XF=IF CD2<-0.15 AND CD2>-0.6 AND CD4<0.9 AND CD4>-0.6 THEN -1/3 ELSE 0
 XG=IF CD2<-0.15 AND CD2>-0.6 AND CD4>-0.9 AND CD4<-0.35 THEN 1 ELSE 0
 XH=IF CD2<-0.15 AND CD2>-0.6 AND CD4<0.7 THEN 1 ELSE 0
 DIS4=X1+X2+X3+X4+X5+X8+X9+XA+XB+XC+XD+XF+XG+XH+XX

"OBTENCION DE LA SALIDA DE CONTROL DEFUZIFICADA"

AR1=H1*(2-H1)/6
 AR2=H2*(2-H2)/6
 AR3=H3*(2-H3)/6
 AR4=H4*(2-H4)/6
 A11=IF ABS(DIS1)<1 THEN AR1*2 ELSE AR1
 A22=IF ABS(DIS2)<1 THEN AR2*2 ELSE AR2
 A33=IF ABS(DIS3)<1 THEN AR3*2 ELSE AR3
 A44=IF ABS(DIS4)<1 THEN AR4*2 ELSE AR4
 MM1=H1*H1*H1/54+H1*H1/9-5*H1/18
 MM2=H2*H2*H2/54+H2*H2/9-5*H2/18
 MM3=H3*H3*H3/54+H3*H3/9-5*H3/18
 MM4=H4*H4*H4/54+H4*H4/9-5*H4/18
 MM11=IF ABS(DIS1)<1 THEN A11*DIS1 ELSE 0
 MM12=IF DIS1<-0.9 THEN MM1 ELSE IF DIS1>0.9 THEN -1*MM1 ELSE 0
 MM21=IF ABS(DIS2)<1 THEN A22*DIS2 ELSE 0
 MM22=IF DIS2<-0.9 THEN MM2 ELSE IF DIS2>0.9 THEN -1*MM2 ELSE 0
 MM31=IF ABS(DIS3)<1 THEN A33*DIS3 ELSE 0
 MM32=IF DIS3<-0.9 THEN MM3 ELSE IF DIS3>0.9 THEN -1*MM3 ELSE 0
 MM41=IF ABS(DIS4)<1 THEN A44*DIS4 ELSE 0
 MM42=IF DIS4<-0.9 THEN MM4 ELSE IF DIS4>0.9 THEN -1*MM4 ELSE 0
 CGN=(MM11+MM12+MM21+MM22+MM31+MM32+MM41+MM42)/(A11+A22+A33+A44)
 CG=IF ABS(CGN)<0.00028 THEN DES*CGN/3 ELSE DES*CGN
 TS=T+KK

"SE CALCULAN AREAS Y
 "MOMENTOS PARA OBTENER
 "LA SALIDA DE CONTROL.

KK:0.01
DES:10
CE:6
CV:50
END

"SISTEMA DE CONEXION PARA SIMULAR LAS INTERFACES"

CONNECTING SYSTEM CONECTA

TIME T

PREF[CLD]=REF

REF:2

P[CLD]=X1[MOTOR]

U[MOTOR]=CG[CLD]

DP[CLD]=X2[MOTOR]

END

APÉNDICE B

LISTADO DEL PROGRAMA USADO PARA LA IMPLEMENTACIÓN DEL CLD

DECLARACION DE VARIABLES Y CONSTANTES

ENT1	EQU	\$00	PRIMER OPERANDO DE LAS FUNCIONES ARITMETICAS
ENT2	EQU	\$02	SEGUNDO OPERANDO DE LAS FUNCIONES ARITMETICAS
RENT1	EQU	\$04	PRIMER RESULTADO ENTERO DE LA MULTIPLICACION
PORTB	EQU	RENT1	PUERTO B
RENT2	EQU	\$06	SEGUNDO RESULTADO ENTERO DE LA MULTIPLICACION
RFRAC1	EQU	\$07	RESULTADO FRACCIONARIO DE LA MULTIPLICACION
RESENT	EQU	\$08	RESULTADO ENTERO DE LA DIVISION
RESFRA	EQU	\$0A	RESULTADO FRACCIONARIO DE LA DIVISION
H1	EQU	\$0C	ALTURA 1
GPAUX	EQU	\$14	LOCALIDAD AUXILIAR PARA RESULTADOS PARCIALES
ERDIV	EQU	\$16	INDICADOR DE DIVISION ENTRE CERO
SIG	EQU	\$18	AQUI SE GUARDA EL SIGNO DE LA MULT O DIV
ADCTL	EQU	\$30	REGISTRO PARA PROGRAMAR EL CONVERTIDOR A/D
ADR3	EQU	\$33	RESULTADO DE LA CONVERSION DEL ERROR
ADR4	EQU	\$34	RESULTADO DE LA CONVERSION DE LA VELOCIDAD
OPTION	EQU	\$39	REGISTRO PARA ACTIVAR LA "BOMBA" DEL A/D
MASC	EQU	\$80	MASCARA USADA EN DIVERSAS RUTINAS
REG	EQU	\$1000	INICIO DE ZONA DE REGISTROS DEL HCII
ERROR	EQU	\$C400	ERROR NORMALIZADO
NORME	EQU	\$C402	CTE. DE NORMALIZACION DEL ERROR
VEL	EQU	\$C404	VELOCIDAD NORMALIZADA
NORMV	EQU	\$C406	CTE. DE NORMALIZACION DE LA VELOCIDAD
NORMC	EQU	\$D000	CTE. DE NORMALIZACION DEL CONTROL
RPARI	EQU	\$C408	RESULTADO PARCIAL1 PARA CALCULO DE AREAS
GPV1	EQU	\$C40C	GRADOS PERTENENCIA VEL. 4 BYTES GPV1 Y 2

GPE1	EQU	\$C414	GRADOS PERTENENCIA ERROR 4 BYTES GPE1 Y 2
CD1	EQU	\$C418	CONJUNTOS DIFUSOS DE ENTRADA 4 BYTES
DIS1	EQU	\$C41C	CONJUNTOS DIFUSOS DE SALIDA 4 BYTES
A1	EQU	\$C420	AREAS
M1	EQU	\$C428	MOMENTOS
TABLA	EQU	\$C435	MATRIZ DE REGLAS.

• MATRIZ DE REGLAS •

ORG	TABLA								
		NG	NM	NP	CE	PP	PM	PG	----->VELOCIDAD
MATRIZ	FCB	\$86,\$86,\$86,\$86,\$86,\$86,\$86	*NG						
	FCB	\$86,\$86,\$86,\$86,\$86,\$86,\$86	*NM						
	FCB	\$06,\$06,\$02,\$82,\$82,\$86,\$86	*NP						
	FCB	\$04,\$02,\$00,\$00,\$00,\$82,\$86	*CE	----->ERROR					
	FCB	\$06,\$06,\$02,\$02,\$82,\$86,\$86	*PP						
	FCB	\$06,\$06,\$06,\$06,\$06,\$04,\$04	*PM						
	FCB	\$06,\$06,\$06,\$06,\$06,\$06,\$06	*PG						

• INICIALIZA Y PREPARA REGISTROS DEL ADC •

ORG	\$C000	INICIO DEL PROGRAMA
LDX	#REG	X=\$1000=INICIO ZONA DE REGISTROS
LDAA	#MASC	MANDA UN CERO COMO SALIDA HASTA QUE SE
STAA	PORTB,X	TENGA EL RESULTADO DEL CONTROL
LDAA	#MASC	PALABRA DE CONTROL DEL ADC EN OPTION
STAA	OPTION,X	CON LA QUE CONFIGURA Y ENCIENDE EL ADC
REPROG	LDAB #14	PALABRA DE CONTROL EN EL REGISTRO ADCTL
	STAB ADCTL,X	CON LA QUE SE PROGRAMA EL ADC
	BRSET ADCTL,X MASC P	INDICA QUE LA CONVERSION TERMINO

• NORMALIZACION •

P	CLRB	B=0
	LDAA ADR3,X	A=ERROR DE POSICION
	LDY NORME	Y=CTE. DE NORAMALIZACION DEL ERROR

JSR	NORMAL	NORMALIZA EL ERROR
STD	ERROR	GUARDA EL ERROR NORMALIZADO
JSR	GRAPE	CALCULA LOS GRADOS DE PERTENENCIA Y CONJUNTOS
STD	GPEI+2	GUARDA LOS GRADOS DE PERTENENCIA
STX	GPEI	DEL ERROR
STY	CD1	GUARDA LOS CONJUNTOS DIFUSOS CORRESPONDIENTES
LDX	*REG	X=INICIO DE ZONA DE REGISTROS
CLRB		B=0
LDAA	ADR4,X	A=VELOCIDAD
LDY	NORMV	Y=CTE. DE NORMALIZACION DE LA VELOCIDAD
JSR	NORMAL	NORMALIZA LA VELOCIDAD
STD	VEL	GUARDA LA VELOCIDAD NORMALIZADA
JSR	GRAPE	CALCULA LOS GRADOS DE PERTENENCIA Y CONJUNTOS
STD	GPV1+2	GUARDA LOS GRADOS DE PERTENENCIA
STX	GPV1	DE LA VELOCIDAD
STY	CD1+2	GUARDA LOS CONJUNTOS DIFUSOS CORRESPONDIENTES

• CALCULO DEL CONJUNTO DIFUSO DEL UNIVERSO DE SALIDA •

DISTAN	LDAA	CD1	A=CD1
	LDAB	CD1+2	B=CD3
	JSR	DISTA	D=INDICE DE DIS1
	STAA	DIS1	GUARDA DIS1
	LDAA	CD1	A=CD1
	LDAB	CD1+3	B=CD4
	JSR	DISTA	D=INDICE DE DIS2
	STAA	DIS1+1	GUARDA DIS2
	LDD	CD1+1	D=CD2:CD3
	JSR	DISTA	D=INDICE DE DIS3
	STAA	DIS1+2	GUARDA DIS3
	LDAA	CD1+1	D=CD2
	LDAB	CD1+3	X=CD4
	JSR	DISTA	D=INDICE DE DIS4
	STAA	DIS1+3	GUARDA DIS4

• CALCULO DEL LOS GRADOS DE PERTENENCIA DEL UNIVERSO DE SALIDA •

LDX	GPE1	SE OBTIENE EL MINIMO DE GPE1 Y
LDD	GPV1	GPV1 PARA OBTENER H1
JSR	MIN	D=H1
STD	H1	GUARDA LA ALTURA 1
LDX	GPE1	SE OBTIENE EL MINIMO DE GPE1 Y
LDD	GPV1+2	GPV2 PARA OBTENER H2
JSR	MIN	D=H2
STD	H1+2	GUARDA LA ALTURA 2
LDX	GPE1+2	SE OBTIENE EL MINIMO DE GPE2 Y
LDD	GPV1	GPV1 PARA OBTENER H3
JSR	MIN	D=H3
STD	H1+4	GUARDA LA ALTURA 3
LDX	GPE1+2	SE OBTIENE EL MINIMO DE GPE2 Y
LDD	GPV1+2	GPV2 PARA OBTENER H4
JSR	MIN	D=H4
STD	H1+6	GUARDA LA ALTURA 4

• CALCULO DE LAS AREAS •

LDX	H1	ALTURA DEL PRIMER TRAPECIO
JSR	AREA	D=A1=AREA DEL TRAPECIO
STD	A1	GUARDA EL VALOR DE A1
LDX	H1+2	CARGA EL VALOR DE H2
JSR	AREA	D=A2
STD	A1+2	GUARDA EL VALOR DE A2
LDX	H1+4	CARGA EL VALOR DE H3
JSR	AREA	D=A3
STD	A1+4	GUARDA EL VALOR DE A3
LDX	H1+6	CARGA EL VALOR DE H4
JSR	AREA	D=A4
STD	A1+6	GUARDA EL VALOR DE A4

• CALCULO DE MOMENTOS •

MOMEN	LDD	H1	D=H1
	JSR	MOMPA	D=M1
	STD	M1	GUARDA EL MOMENTO PARCIAL 1
	LDD	H1+2	D=H2
	JSR	MOMPA	D=M2
	STD	M1+2	GUARDA EL MOMENTO PARCIAL 2
	LDD	H1+4	D=H3
	JSR	MOMPA	D=M3
	STD	M1+4	GUARDA EL MOMENTO PARCIAL 3
	LDD	H1+6	D=H4
	JSR	MOMPA	D=M4
	STD	M1+6	GUARDA EL MOMENTO PARCIAL 4
	LDY	#DIS1	INICIALIZA CONTADORES
	LDX	#A1	Y APUNTADEOR PARA DISTANCIAS, X APUNTADEOR Y
	LDAB	#\$02	B CONTADOR PARA AREAS Y MOMENTOS
ARRIBA	PSHB		GUARDA EL CONTADOR PARA AREAS Y MOMENTOS
	LDAA	O,Y	A=DISn
	CMPA	#\$6	ES POSITIVO GRANDE?
	BEQ	SIGUE	SI LO ES SALTA
	CMPA	#\$86	ES NEGATIVO GRANDE?
	BEQ	MUNO	SI LO ES SALTA. SI NO EL TRAPECIO ES ISOSCELES
	CLRB		D=DISTAN (A:B)
	PSHX		GUARDA EL APUNTADEOR DE AREAS Y MOMENTOS
	PSHB		
	PSHA		GUARDA DISn
	LDD	O,X	D=An
	ASLD		D=2*An
	STD	O,X	GUARDA EL AREA An=2*An
	PULX		X=DISn
	JSR	MULT	D=DISn*An=Mn
	PULX		RECUPERA EL APUNTADEOR DE AREAS Y MOMENTOS
	STD	8,X	GUARDA Mn
	BRA	SIGUE	

MUNO	LDD	8,X	CARGA EL MOMENTO M_n
	CPD	#50000	COMPARA CON CERO
	BEQ	SIGUE	SALTA SI $M_n=0$
	BSET	8,X #MASC	CAMBIA EL SIGNO DEL M_n
SIGUE	PULB		RECUPERA EL CONTADOR DE AREAS Y MOMENTOS
	ABX		ACTUALIZA EL APUNTAADOR DE AREAS Y MOMENTOS
	INY		ACTUALIZA EL APUNTAADOR DE DISTANCIAS
	CPY	#DIS1+4	SE HAN PROBADO TODOS LOS TRAPECIOS?
	BLO	ARRIBA	PRUEBA EL SIGUIENTE TRAPECIO

• CALCULO DEL CENTRO DE GRAVEDAD •

CG	LDY	#M1	INICIALIZA EL CONTADOR
	LDD	0,Y	SUMA DE LOS MOMENTOS
SM	LDX	2,Y	OBTEN EL SIGUIENTE MOMENTO
	JSR	SUMA	$D=M_n+M_{n+1}$
	INY		INCREMENTA EL CONTADOR PARA SUMAR LOS
	INY		SIGUIENTES MOMENTOS
	CPY	#M1+6	
	BLO	SM	SE HAN SUMADO TODOS LOS MOMENTOS?
	PSHA		GUARDA LA SUMA DE MOMENTOS EN LA PILA
	PSHB		
	LDY	#A1	INICIALIZA EL CONTADOR
	LDD	0,Y	SUMA DE AREAS
SA	LDX	2,Y	OBTEN LA SIGUIENTE AREA
	JSR	SUMA	$D=A_n+A_{n+1}$
	INY		INCREMENTA EL CONTADOR PARA SUMAR LAS
	INY		SIGUIENTES AREAS
	CPY	#A1+6	
	BLO	SA	SE HAN SUMADO TODOS LOS MOMENTOS?
	XGDX		$X=$ SUMA DE AREAS
	PULB		$D=$ SUMA DE MOMENTOS
	PULA		
	JSR	DIV	$D= SM/SA$
	LDX	NORMC	
	JSR	MULT	$D=$ CENTRO DE GRAVEDAD

	CMPA	#\$7F	AJUSTE DEL VALOR DE SALIDA
	BHI	CGNEG	A VALORES POSITIVOS
	ADDA	#\$80	A+B=RESUL.+\$80
	BRA	PTOB	
CGNEG	TAB		AJUSTE DEL VALOR DE SALIDA
	LDAA	#\$FF	A VALORES NEGATIVOS
	SBA		A-B=\$FF-RESUL.
PTOB	STAA	\$1000+PORTB	MANDA LA SALIDA CG AL PUERTO B
	LDX	#\$1000	X=INICIO DE LA ZONA DE REGISTROS
	JMP	REPROG	LEE LAS NUEVAS CONDICIONES DEL MOTOR

• SUBROUTINA DE NORMALIZACION •

NORMAL	CMPA	#\$00	COMPARA PARA VER SI SE EXCEDE EL RANGO
	BNE	RANG	SI NO LO EXCEDE SALTA
	LDAA	#\$FF	SI LO EXCEDE, ASIGNALE EL VALOR MAS NEGATIVO
	BRA	NOR	POSIBLE
RANG	CMPA	#\$80	COMPARA CON 0
	BHS	VAPOS	SALTA SI ES POSITIVO
	NEGA		SI ES NEGATIVO SE OBTIENE EL COMPLEMENTO A 2
	BRA	NOR	SALTA A NORMALIZACION
VAPOS	LDAB	#\$80	
	ABA		OBTEN EL VALOR SIGNADO (RESTALE EL DESNI-
	CLRB		VEL \$80)
NOR	PSHY		Y=NORM
	PULX		X=NORM
	JSR	DIV	D=D/X=(ADR-80)/NORM
	CPD	#\$8000	COMPARA CON 00
	BHI	NEG	SI ES NEGATIVO (MAYOR A \$0800) SALTA
	CPD	#\$0600	COMPARA CON +6 (LIMITE POSITIVO) Y
	BHI	POS	SALTA SI ES MAYOR A POS
	RTS		SI NO ES MAYOR ESTA DENTRO DEL RANGO [0,6]
POS	LDD	#\$0600	EL RESULTADO FUE MAYOR A +6, Y POR LO TANTO
	RTS		SE LIMITA A +6
NEG	CPD	#\$8600	SI ES MENOR A -6 (LIMITE NEGATIVO) SALTA
	BHI	LNEGA	A LNEGA

	RTS		SI NO ES MENOR A -6, CAE EN EL RANGO [-6,0)
LNEGA	LDD	#\$8600	SI REBASA EL RANGO ASIGNALE EL
	RTS		LIMITE NEGATIVO
• SUBROUTINA DE DIVISION •			
DIV	JSR	SIGNO	OBTIENE EL SIGNO DEL RESULTADO
	LDD	ENT1	NUMERADOR
	LDX	ENT2	DENOMINADOR
	CPX	#\$0000	VERIFICA QUE NO OCURRA UNA DIVISION ENTRE 0
	BNE	CONT	
	STX	ERDIV	GUARDA UN 0 EN ERDIV
	NOP		Y TERMINA EL PROGRAMA
CONT	CPX	ENT1	DISTINCION ENTRE ENTERO
	BHI	FRACC	Y FRACCIONARIO
	IDIV		DIVISION ENTERA
	CPX	#\$007F	PRUEBA SI SE PASA DEL RANGO
	BHS	FURAN	Y SI EXCEDE SALTA, SI NO:
	STX	RESENT	SE GUARDA EL BYTE BAJO EN RESENT
	LDX	ENT2	SE CARGA DE NUEVO EL DENOMINADOR
	FDIV		Y SE RESUELVE LA FRACC
	STX	RESFRA	SE CONSERVA EL BYTE ALTO DE
	LDD	RESENT+1	LA FRACCION EN REFRA
	ORAA	SIG	SE GUARDA EL RESULTADO TOTAL
	RTS		EN D Y SE LE PONE SU SIGNO
FURAN	LDD	#\$7FFF	SE ASIGNA EL VALOR MAXIMO
	ORAA	SIG	AÑADIENDOLE SU SIGNO
	RTS		
FRACC	FDIV		DIVISION FRACCIONARIA
	XGDX		SE TOMA EL BYTE ALTO DEL RESULTADO (EN IX)
	TAB		--->XGDX---> A=IXH, B=IXL --->TAB---> B=A=IXH
	CLRA		Y LA PARTE ENTERA SE HACE IGUAL A CERO
	ORAA	SIG	FINALMENTE SE LE AÑADE EL SIGNO
	RTS		EL RESULTADO QUEDA EN D

• SUBROUTINA DE CALCULO DEL GRADO DE PERTENENCIA •

GRAPE

POPE	CPD	#\$8000	SI ES <0 SALTA A NEGATIVO PEQUEZO,
	BHI	NEPE	SI NO, ES POSITIVO
	CPD	#\$0200	SI ES >2 SALTA A POSITIVO MEDIO,
	BHI	POME	SI NO, ES POSITIVO PEQUEZO
	LDY	#\$0100	Y=1, ORDENADA AL ORIGEN DE LA FUNCION DE PERT.
	JSR	FUPE	CALCULA LOS GRADOS DE PERTENENCIA
	LDY	#\$0304	A LOS CONJUNTOS CERO Y POSITIVO PEQUEZO
	RTS		
POME	CPD	#\$0400	SI ES > 4 SALTA A POSITIVO GRANDE,
	BHI	POGR	SI NO, ES POSITIVO MEDIO
	LDY	#\$0200	Y= 2, ORDENADA AL ORIGEN DE LA FUNCION DE PER.
	JSR	FUPE	CALCULA LOS GRADOS DE PERTENENCIA
	LDY	#\$0405	A LOS CONJUNTOS POS. MEDIO Y POS. PEQUEZO
	RTS		
POGR	LDY	#\$0300	Y= 3, ORDENADA AL ORIGEN DE LA FUNCION DE PER.
	JSR	FUPE	ES POSITIVO GRANDE. CALCULA LOS GRADOS
	LDY	#\$0506	DE PERTENENCIA A LOS CONJUNTOS DIFUSOS
	RTS		POSITIVO GRANDE Y POSITIVO MEDIO
NEPE	CPD	#\$8200	SI ES < -2 SALTA A NEGATIVO MEDIO,
	BHI	NEME	SI NO, ES NEGATIVO MEDIO
	LDY	#\$0000	Y=0, ORDENADA AL ORIGEN DE LA FUNCION DE PERT.
	JSR	FUPE	CALCULA LOS GRADOS DE PERTENENCIA
	LDY	#\$0203	A LOS CONJUNTOS NEGATIVO PEQUEZO Y CERO
	RTS		
NEME	CPD	#\$8400	SI ES < -4 SALTA A NEGATIVO GRANDE,
	BHI	NEGR	SI NO, ES NEGATIVO MEDIO
	LDY	#\$8100	Y=-1, ORDENADA AL ORIGEN DE LA FUNCION DE PER.
	JSR	FUPE	CALCULA LOS GRADOS DE PERTENENCIA
	LDY	#\$0102	A LOS CONJUNTOS NEG. MEDIO Y NEG. PEQUEZO
	RTS		
NEGR	LDY	#\$8200	Y=-2, ORDENADA AL ORIGEN DE LA FUNCION DE PER.
	JSR	FUPE	CALCULA LOS GRADOS DE PERTENENCIA

LDY ##\$0001 A LOS CONJUNTOS NEG. GRANDE Y NEG. MEDIO
RTS

• SUBROUTINA DE OBTENCION DEL GRADO DE PERTENENCIA •

FUPE PSHY Y=ORDENADA AL ORIGEN DE LA FUNCION DE PERT.
LDX ##\$080 X=M=-1/2
JSR MULT D=E*M (V*M)
PULX X=Y=B
JSR SUMA D=E*M+B (V*M+B)--->FUNCION DE PERTENENCIA
PSHB D=GP1
PSHA D=1, MAXIMO GRADO DE PERTENENCIA
LDD ##\$0100 D=1, MAXIMO GRADO DE PERTENENCIA
PULX X=D=GP1
JSR RESTA D=1-GP1=GP2
RTS

• SUBROUTINA DE SUMA •

SUMA STX ENT2
 BMI XNEG
 BSET ENT2 MASC
 BRA SRESTA
XNEG BCLR ENT2 MASC CAMBIA EL SIGNO DEL SEGUNDO SUMANDO PARA
SRESTA LDX ENT2 TENER LA SUMA EN VEZ DE LA RESTA

• SUBROUTINA DE RESTA •

RESTA STD ENT1 GUARDA EL MINUENDO
 BMI DNEG SALTA SI D ES NEGATIVO
 STX ENT2 GUARDA EL SUSTRAENDO
 BMI DPXN SALTA SI X ES NEGATIVO (D POSITIVO)
 SUBD ENT2 **D Y X SON POSITIVOS
 BCS COM2 SI EL RESULTADO FUE NEGATIVO SALTA
 RTS EL RESULTADO QUEDA EN D
COM2 STD ENT1 HAY QUE OBTENER EL COMPLEMENTO DEL RESULTADO

	LDD	#\$0000	YA QUE D FUE MENOR QUE X. SE OBTIENE EL COM-
	SUBD	ENT1	PLEMENTO A DOS DE D, D=0 - D.
RNEG	ORAA	##MASC	AL RESULTADO SE LE PONE EL SIGNO NEGATIVO
	RTS		
DNEG	STX	ENT2	GUARDA EL SUSTRAENDO
	BMI	DNXN	SALTA SI X ES NEGATIVO (D NEGATIVO)
	ANDA	#\$7F	**D ES NEGATIVO Y X POSITIVO. D SE HACE PO-
	ADDD	ENT2	SITIVO Y SE SUMA CON ENT2, PARA OBTENER
	CPD	#\$7FFF	EL RESULTADO FINAL. SI SE SALE DEL RANGO
	BHI	LINE	SALTA AL LIMITE NEGATIVO, SI NO EL RESULTADO
	BRA	RNEG	SE NIEGA Y SE DA FIN A LA RESTA
LINE	LDD	#\$FFFF	SE ASIGNA EL LIMITE NEGATIVO DEL RANGO
	RTS		
DNXN	SUBD	ENT2	**D Y X SON NEGATIVOS. SE OBTIENE LA DIFEREN-
	BEQ	RPOS	SI EL RESULTADO ES CERO SALTA A RPOS
	BCC	RNEG	SI EL ACARREO ES O EL RESULTADO ES NEGATIVO
	STD	ENT1	HAY QUE OBTENER EL COMPLEMENTO DEL RESULTADO
	LDD	#\$0000	YA QUE D FUE MENOR QUE X. SE OBTIENE EL COM-
	SUBD	ENT1	PLEMENTO A DOS DE D. D=0 - D.
RPOS	RTS		
DPXN	BCLR	ENT2 MASC	**D ES POSITIVO Y X NEGATIVO
	ADDD	ENT2	SE SUMA EL MINUENDO CON EL NEGADO DEL SUS-
	CPD	#\$7FFF	TRAENDO Y SE VERIFICA QUE NO SALGA DEL RANGO
	BHI	LIPOS	SI LO REBASA SALTA AL LIMITE POSITIVO
	RTS		EL RESULTADO QUEDA EN D Y ES POSITIVO
LIPOS	LDD	#\$7FFF	SE ASIGNA EL LIMITE POSITIVO AL RESULTADO
	RTS		
* SUBROUTINA DE MULTIPLICACION *			
MULT	JSR	SIGNO	OBTIENE EL SIGNO DEL RESULTADO
	LDD	ENT1	CARGA LOS REGISTROS CON LOS VALORES ABSOLUTOS
	LDX	ENT2	DE LOS NUMEROS A MULTIPLICAR
	CPD	#\$0000	VERIFICA QUE NINGUNO DE LOS NUMEROS SEA CERO
	BEQ	FIN	SALTA AL FIN SI ENT1 ES CERO
	CPX	#\$0000	

	BNE	CONTIN	SALTA SI NINGUNO FUE CERO
FIN	LDD	#\$0000	EL RESULTADO FINAL ES CERO Y SE GUARDA EN D
	RTS		
CONTIN	LDAA	ENT1+1	A=FRAC1
	LDAB	ENT2+1	B=FRAC2
	MUL		SE OBTIENE RFRAC1
	STAA	RFRAC1	SE GUARDA LA PARTE ALTA DE D, LA BAJA SE TRUNC
	LDD	ENT1+1	A=FRAC1 Y B=ENT2
	MUL		SE OBTIENEN RENTI Y RFRAC2
	STD	RENT1	A=RENT1, B=RFRAC2
	LDAA	ENT1	A=ENT1
	LDAB	ENT2	B=ENT2
	MUL		SE OBTIENE RENT2
	CPD	#\$007F	SE VERIFICA QUE NO SE PASE DEL RANGO
	BHS	FRANG	Y SI PASA SE LE ASIGNA EL VALOR MAXIMO
	STAB	RENT2	ALTA DE D ES O SIEMPRE
	LDAB	ENT2+1	FRAC2
	LDAA	ENT1	ENT1
	MUL		EN D SE TIENE EL CUARTO RESULTADO
	ADDD	RENT1	SUMA CON EL PRIMER RESULTADO
	BCS	FRANG	SALTA SI EXCEDE EL RANGO
	ADDD	RENT2	SUMA CON LOS RESULTADOS TERCERO Y SEGUNDO
	BCS	FRANG	SALTA SI EXCEDE EL RANGO
	CPD	#\$7FFF	VERIFICA QUE NO SE EXCEDA EL RANGO
	BHS	FRANG	Y SI SALE DEL RANGO SALTA
	ORAA	SIG	SI NO LE PONE EL SIGNO
	RTS		Y REGRESA
FRANG	LDD	#\$7FFF	ASIGNA EL VALOR MAXIMO PERMISIBLE
	ORAA	SIG	CON SU SIGNO CORRESPONDIENTE
	RTS		Y DA FIN A LA MULTIPLICACION

• SUBROUTINA DE OBTENCION DE SIGNO •

SIGNO	STD	ENT1	GUARDA LOS OPERANDOS EN MEMORIA
	STX	ENT2	
	ANDA	#\$MASC	OBTIENE EL SIGNO DE ENT1 Y LO GUARDA

STAA	SIG	
LDA	ENT2	OBTIENE EL SIGNO DE ENT2 Y LO COMPARA
ANDA	#MASC	CON EL DE ENT1, OBTENIENDO ASI EL SIGNO
EORA	SIG	DEL RESULTADO (SIG)
STAA	SIG	
BCLR	ENT1 MASC	BORRA EL BIT DE SIGNO DE ENT1 Y ENT2
BCLR	ENT2 MASC	
RTS		

• SUBROUTINA PARA CALCULAR EL VALOR MINIMO •

MIN	STD	GPAUX	D=GPAUX.
	CPX	GPAUX	COMPARA GPE VS. GPV
	BLS	XMIN	SALTA SI GPE<=GPV
	RTS		D=HMIN
XMIN	XGDX		D=X=HMIN
	RTS		

• SUBROUTINA DE CALCULO DEL AREA •

AREA	STX	GPAUX	GPAUX=H
	XGDX		D=H
	ASLD		D=2*H
	STD	RPARI	RPARI=2*H
	LDD	GPAUX	D=H
	LDX	GPAUX	X=H
	JSR	MULT	D=H^2
	LDX	RPARI	X=2*H
	XGDX		D=2*H, X=H^2
	JSR	RESTA	D=2*H-H^2
	RTS		

• SUBROUTINA DE CALCULO DEL INDICE DE LA TABLA DE DECISION •

DISTA	PSHB		A=CONJ. DIF. ERROR CDE, B=CONJ. DIF. VEL. CDV
	LDB	#\$07	B=7

MUL		D=CDE*7 (A=00,B=CDE*7)
PULA		A=CDV
ABA		A=CDE*7+CDV
TAB		B=A
LDX	#TABLA	X=INICIO DE LA MATRIZ DE DECISION
ABX		X=INDICE DEL CONJUNTO SALIDA
LDA	00,X	TOMA EL VALOR DISI DE LA TABLA
RTS		

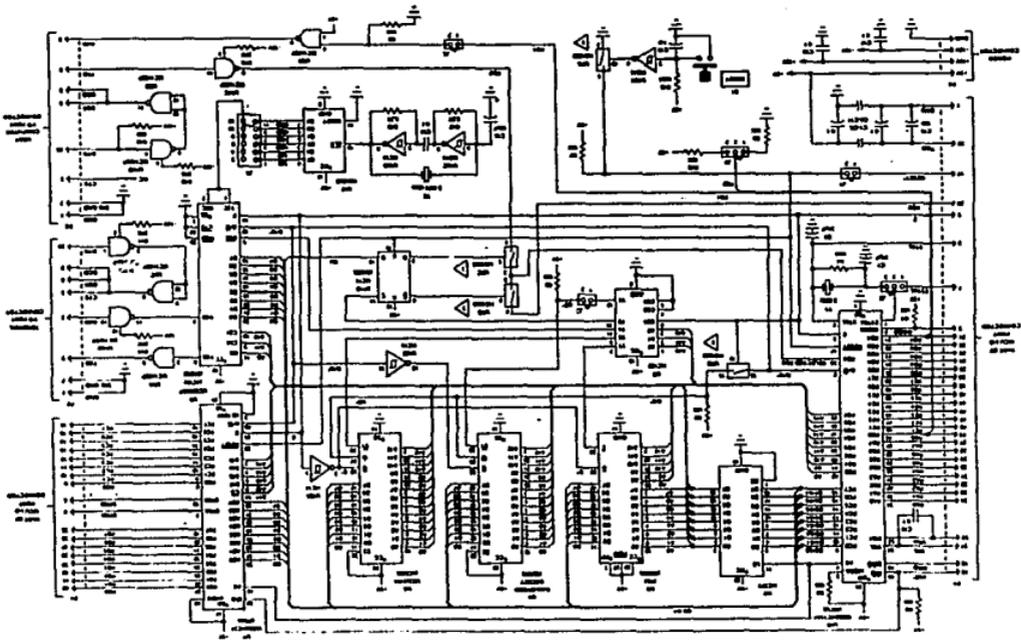
• SUBROUTINA DE CALCULO DE MOMENTOS PARCIALES •

MOMPA	STD	GPAUX	GPAUX=H
	LDX	#\$0A00	D=10
	JSR	MULT	D=10H
	STD	RPAR1	RPAR1=10H
	LDD	GPAUX	D=H
	LDX	GPAUX	X=H
	JSR	MULT	D=H^2
	PSHA		
	PSHB		H^2--> PILA
	ASLD		D=2*H^2
	ASLD		D=4*H^2
	STD	RPAR1+2	RPAR2=4*H^2
	PULB		
	PULA		PILA--> D (D=H^2)
	LDX	GPAUX	X=H
	JSR	MULT	D=H^3
	ASLD		D=2*H^3
	LDX	#\$8300	X=-3
	JSR	DIV	D=-((2*H^3)/3)
	LDX	RPAR1	X=10H
	JSR	SUMA	D=-2*H^3/3+10H
	LDX	RPAR1+2	X=4*H^2
	JSR	RESTA	D=-2*H^3/3+10H-4*H^2
	RTS		

APENDICE C

DIAGRAMA DE LA TARJETA DE EVALUACION M68HC11EVB

ESTE TEXTO NO DEBE
SALIR DE LA PAGINA.



APÉNDICE D

CARACTERÍSTICAS DEL DAC0808

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and applications.

Power Supply Voltage		+18 VDC	
V _{CC}		+18 VDC	
V _{EE}		-18 VDC	
Digital Input Voltage, V _{I1} -V _{I2}		-10 VDC to +18 VDC	
Applied Output Voltage, V _O		-11 VDC to +18 VDC	
Reference Current, I _R		5 mA	
Reference Amplifier Inputs, V _{I4} , V _{I5}		V _{CC} , V _{EE}	
Power Dissipation (Note 2)		1000 mW	
ESD Susceptibility (Note 4)		TBD	

Storage Temperature Range		-65°C to +150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)		260°C
Dual-In-Line Package (Plastic)		300°C
Dual-In-Line Package (Ceramic)		Surface Mount Package
Vapor Phase (30 seconds)		215°C
Infrared (15 seconds)		220°C

Operating Ratings

Temperature Range		T _{MIN} ≤ T _A ≤ T _{MAX}
DAC0908L		-55°C ≤ T _A ≤ +125°C
DAC0908LC Series		0 ≤ T _A ≤ +75°C

Electrical Characteristics

(V_{CC} = 5V, V_{EE} = -18VDC, V_{REF}/R14 = 2 mA, DAC0908, T_A = -55°C to +125°C, DAC0908C, DAC0907C, DAC0908C, T_A = 0°C to +75°C, and all digital inputs at high logic level unless otherwise noted.)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units	
E _r	Relative Accuracy (Error Relative to Full Scale I _Q) DAC0908L (LM1508-8L) DAC0908LC (LM1408-8L) DAC0907LC (LM1408-7), (Note 3) DAC0908LC (LM1408-8), (Note 3) Settling Time to Within 1/4 LSB (Includes t _{IN})	(Figure 4)				%	
		T _A = 25°C (Note 6), (Figure 5)		150		%	
		T _A = 25°C (Figure 5)				±0.19	%
						±0.39	%
						±0.78	%
t _{PROP, LOGIC}	Propagation Delay Time	T _A = 25°C (Figure 5)		30	100	ns	
TC _{IQ}	Output Full Scale Current Drift			±20		ppm/°C	
MSB	Digital Input Logic Levels High Level, Logic "1" Low Level, Logic "0"	(Figure 3)	2			V _{CC} V _{EE}	
					0.8	V _{CC} V _{EE}	
MSB	Digital Input Current High Level Low Level	(Figure 3) V _{IN} = 5V V _I = 0.6V		0 -0.003	0.040 -0.8	mA mA	
I _R	Reference Input Bias Current Output Current Range	(Figure 3) V _{EE} = -5V V _{EE} = -15V, T _A = 25°C		-1	-3	μA	
			0	2.0	2.1	mA	
I _O	Output Current Output Current, All Bits Low	(Figure 3) V _{REF} = 2.000V, R14 = 1000Ω, (Figure 3)	1.9	1.99	2.1	mA μA	
		(Figure 3)		0	4	μA	
		Output Voltage Compliance (Note 2) V _{EE} = -5V, I _{REF} = 1 mA V _{EE} Below = 10V	E _r ≤ 0.19%, T _A = 25°C			-0.55, +0.4 -5.0, +0.4	V _{CC} V _{EE}

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
S _{RIAGE}	Reference Current Slew Rate Output Current Power Supply Sensitivity	(Figure 6)	4	8		mA/μs
		-5V < V _{EE} ≤ -18V		0.05	2.7	μA/V
I _{CC} I _{EE}	Power Supply Current (All Bits Low)	(Figure 3)		2.3	22	mA
				-4.3	-13	mA
V _{CC} V _{EE}	Power Supply Voltage Range	T _A = 25°C (Figure 3)	4.5	5.0	5.5	V _{CC}
			-4.5	-13	-18.5	V _{EE}
Power Dissipation	All Bits Low	V _{CC} = 5V, V _{EE} = -5V		33	170	mW
		V _{CC} = 5V, V _{EE} = -15V		106	305	mW
		V _{CC} = 15V, V _{EE} = -5V V _{CC} = 15V, V _{EE} = -15V		90 160		mW mW

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

Note 2: Range compliance is not required.

Note 3: The maximum power dissipation must be derated at elevated temperatures and is dictated by T_{MAX}, R_{JA}, and the ambient temperature, T_A. The maximum allowable power dissipation at any temperature is P_D = (T_{MAX} - T_A)/R_{JA} in the linear region in the Absolute Maximum Ratings graph. For the device, T_{MAX} = 125°C, and the thermal junction to ambient thermal resistance of the dual-in-line package under the board mounted is 100°C/W. For the dual-in-line M package, the number increases to 175°C/W and for the small outline M package this number is 100°C/W.

Note 4: Human body model: 100 pF discharged through a 1.5 kΩ resistor.

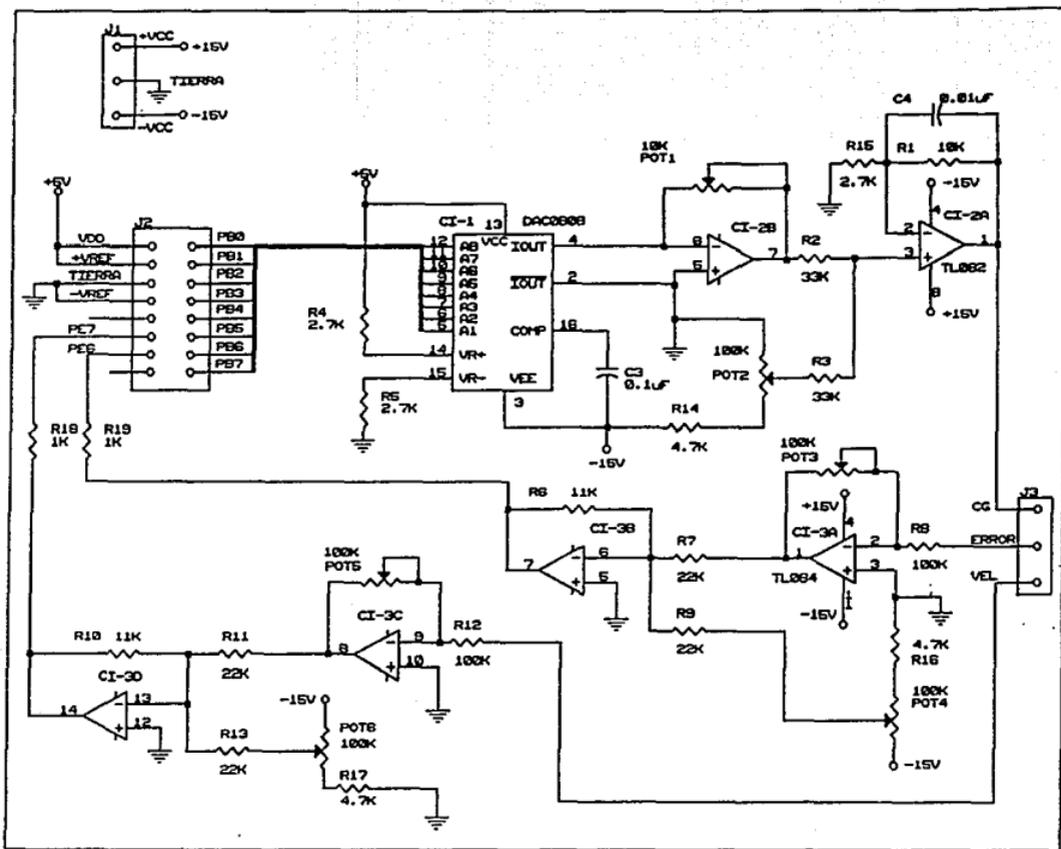
Note 5: All current functions are tested to guarantee at least 50% of rated current.

Note 6: All pins measured.

Note 7: Pinout numbers for the DAC0908 represent the dual in-line package. The small outline package pinout differs from the dual in-line package.

APÉNDICE E

DIAGRAMA DE LA TARJETA DE INTERFACES



REFERENCIAS

- [1] L. A. Zadeh, "Outline of a New Approach to the Analysis of Complex Systems and Decision Process". *IEEE Trans. Syst. Man Cybern.* vol. SMC-3, pp 28-44, 1973.
- [2] C. C. Lee, "Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller-Part 1". *IEEE Trans. Syst. Man Cybern.*, vol.20, no.1, pp. 419-435, Mar./Apr. 1990.
- [3] C. C. Lee, "Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller-Part 1". *IEEE Trans. Syst. Man Cybern.*, vol.20, no.2, pp. 419-435, Mar./Apr. 1990.
- [4] Nick Infelise, "A Clear Vision of Fuzzy Logic". *Control Engineering*, July 1991.
- [5] Kevin Self, "Designing with fuzzy logic", *IEEE Spectrum*, pp. 42-44, 105, November 1990.
- [6] L. A. Zadeh, "Making computers think like people", *IEEE Spectrum*, pp. 26-32, August 1984.
- [7] Daniel G. Schwartz, George Klir. "Fuzzy logic flowers in Japan", *IEEE Spectrum*, pp. 32-35, July 1992.
- [8] L. C. Rosa, E. A. Gutiérrez, J. R. Alique, "Microcomputer Based Servomotor Controller Applying Direct and Self Organizing Fuzzy Algorithms", *Instituto de Automática Industrial, Madrid, España*.
- [9] Y. F. Li, C. C. Lau, "Development of Fuzzy Algorithms for Servo Systems", *IEEE Countr. Syst. Mag.*, vol. 9, no. 3, pp. 65-72, 1989.

to Industrial Processes", *Automatica*, vol. 13, pp. 235-242 1977.

[11] Ying, Siller, Buckley. "Fuzzy Control Theory: A Nonlinear Case", *Automatica*, vol. 26, no. 3, pp. 513-520, 1990.

[12] Adam L. Schwartz, "Comments on "Fuzzy Logic for Control of Roll and Moment for a Flexible Wing Aircraft", *Control Systems*, pp. 61-63, February 1992.

[13] K. L. Tang, R. J. Mullholland, "Comparing Fuzzy Logic with Classical Controller Designs", *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, vol. SMC-17, no. 6, November/December 1987.

[14] S. Tzafestas, Papanikolopoulos, "Incremental Fuzzy Expert PID Control", *IEEE TRANSACTIONS on Industrial Electronics*, vol. 37, no. 5, October 1990.

[15] D. P. Kwok, P. Tam, C. K. Li, P. Wang. "Linguistic PID Controllers", *Hong Kong Polytechnic*, 1990.

[16] C. Baturi, V. Kasparian, "Adaptive Expert Control", *Int. J. Control*, 1991, vol. 54, no. 4, 867-881.

[17] L. A. Zadeh, K. Fu, K. Tanaka, M. Shimura. "Fuzzy Sets and their Application to Cognitive and Decision Process". N. Y. Academic Press Inc. 1975.

[18] H. J. Zimmermann, "Fuzzy Sets, Decision Making and Expert Systems". Boston: Kluwer Academic Publishers. 1985.

[19] Abraham Kandel, "Fuzzy Switching and Automata". N. Y. Crane-Russak. 1979.

[20] A. Kaufmann, "Introducción a la Teoría de Conjuntos Borrosos". México, D.F. C.E.C.S.A. 1975.

[21] H. Elmquist, K. J. Åström, T. Schönthal, "SIMNON. User's Guide for MS-DOS Computers". Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology.

1986.

[22] Feedback Instruments Limited. "Modular Servo Systems MS150 MkII. Book 1. DC, Synchro, & AC Basic Experiments". Crowborough, Sussex, England. 1982.

[23] Feedback Instruments Limited. "Modular Servo Systems MS150 MkII. Book 3. DC, Synchro & AC Experiments". Crowborough, Sussex, England. 1982.

[24] Feedback Instruments Limited. "Modular Servo Systems MS150 MkII." Book 6. Proportional, Integral, Derivative Unit PID150Y". Crowborough, England. 1982.

[25] Motorola Inc. "HC11 Reference Manual". U.S.A. 1988.

[26] Motorola Inc. "M68HC11EVB. Evaluation Board User's Manual". U.S.A. 1988.

[27] Motorola Inc. "M68HC11A8. Advance Information. HCMOS Single Chp Microcontroller". U.S.A.1988.

[28]K. J. Åström, B. Wittenmark. "Computer Controlled Systems".Prentice Hall Information and Systems Sciences Series. New Jersey, 1990.

[29] K. Ogata. "Ingeniería de Control Moderna". Prentice Hall. México, D.F. 1990.

[30] Z. Y. Zhao, M. Tomizuka, S. Sagara. "A Fuzzy Tuner for Fuzzy Logic Controllers". vol. 1992 ACC/TP3.

[31] E. Furutani, M. Sacki, M. Araki. "Shifted Popov Criterion and Stability Analysis of Fuzzy Control Systems". Proceedings of the 31st Conference on Decision and Control". FAB-9:00. Tucson, Arizona.

[32] J. B. Kiszka, M. M. Gupta, "Energetic Stability of Fuzzy Dynamic Systems". IEEE Trans. Syst. Man. Cybern. vol. SMC-15, pp. 783-791, 1985.