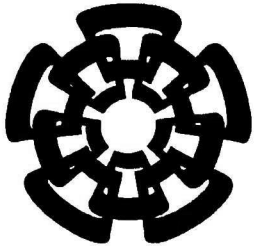


XX(113550.1)



CINVESTAV

Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del I.P.N.
Unidad Guadalajara

Diseño de un Regulador por Modos Deslizantes: Aplicación en un Motor de Combustión Interna con Acelerador Actuado

Tesis que presenta:
Enrique Chávez Gómez

para obtener el grado de:
Maestro en Ciencias

en la especialidad de:
Ingeniería Eléctrica

Directores de Tesis
Dr. Alexander Georgievich Loukianov
Dr. Bernardino Castillo Toledo

CINVESTAV
IPN
ADQUISICION
DE LIBROS

CINVESTAV I.P.N.
SECCION DE INFORMACION
Y DOCUMENTACION Guadalajara, Jal., Septiembre del 2003.

CLASIF.: TK165.G8 CH39 2003
ADQUIS.: SSI - 302
FECHA: 28 - VI - 2004
PROCED. Don. - 2004

ID: 113620-2001

Diseño de un Regulador por Modos Deslizantes: Aplicación en un Motor de Combustión Interna con Acelerador Actuado

**Tesis de Maestría en Ciencias
Ingeniería Eléctrica**

Por:

Enrique Chávez Gómez
Ingeniero Electrónico

Instituto Tecnológico y de Estudios Superior de Occidente
1994-1998

Becario del CONACyT, expediente no. **129297**

Directores de Tesis

Dr. Alexander Georgievich Loukianov
Dr. Bernardino Castillo Toledo

DEDICADA A:

José y Beatriz, mis padres.

Mis hermanos, Beatriz, Pedro, Francisco y José, por esa hermosa convivencia
que siempre hemos tenido.

Mis tías Pachita y Dolores, porque la alegría de la vida está en el servir de
una forma desinteresada.

Todos los que me preguntaban ¿y la tesis? ¿para cuándo?

“Hay que vivir sembrando, siempre sembrando”

RECONOCIMIENTO:

- Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT), por el apoyo económico prestado durante el periodo del programa de la Maestría.
- A la Unidad Guadalajara del Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del IPN, (CINVESTAV) por los conocimientos y el apoyo otorgado durante la realización de los estudios de su programa de Maestría.

“Un hombre con una idea es un LOCO, hasta que la idea triunfa”

-Mark Twain-

AGRADECIMIENTO:

- A mis asesores, Dr. Alexander G. Loukianov y Dr. Bernardino Castillo Toledo; por su infinita paciencia.
- A todos mis profesores, por compartir sus conocimientos.
- A mis compañeros y amigos de control automático, Celia de Yucatán, Ramón, Israel, Juan, Jaime, Juan Francisco, Guillermo, Orlando, José Luis, y Manuel; a los amigos de computación, Laura Dávalos, Grely Canul, Luis Gutiérrez, Alejandro Lee y Adrián Michel, por su valiosa amistad durante estos años.
- Al personal del CINVESTAV Unidad Guadalajara, en especial a Lupita Ciprián, a Toño y a Jaramillo, GRACIAS..

“Existe la alegría de ser sano y la de ser justo, pero sobre todo,

existe la hermosa, la inmensa alegría, DE SERVIR”

-Gabriela Mistral.

Índice General

1	Introducción	2
1.1	Antecedentes	2
1.2	Objetivos	3
1.3	Estructura de la tesis	3
2	Modelos matemáticos	5
2.1	Modelo matemático de un motor de combustión interna a gasolina	5
2.2	Simulación del modelo matemático del motor de combustión	11
2.3	Modelo matemático de un motor de corriente directa	14
2.4	Simulación del modelo del motor de corriente directa	15
3	Resultados teóricos	19
3.1	Sistemas no lineales	19
3.2	El problema del regulador por modos deslizantes	21
3.3	Sistemas no lineales en forma regular	21
3.4	Forma no lineal controlable por bloques con perturbaciones	23
3.4.1	Linealización por bloques del sistema no lineal	24
3.4.2	Diseño de retroalimentación discontinua	26
3.5	Caso especial: la salida del sistema es el primer estado.	27
3.5.1	Diseño de retroalimentación discontinua para el caso especial	29
4	Diseño del control	31
4.1	Control por bloques del motor de combustión interna	31
4.1.1	Simulación de la ley de control maestra del motor de combustión	36
4.2	Control por modos deslizantes del motor de corriente directa	39
4.2.1	Simulación del motor de corriente directa en lazo cerrado	41
4.3	Simulación del motor de combustión interna con el acelerador actuado	44
5	Conclusiones y trabajos futuros	48
5.1	Conclusiones	48
5.2	Trabajos futuros	49
	Bibliografía	50

Capítulo 1

Introducción

1.1 Antecedentes

El problema del servomecanismo o regulador i.e. el problema de seguir asintóticamente una señal de referencia en presencia de una señal de perturbación, ha sido estudiado extensamente en el caso lineal en [1,2]. En [3] se presentó una solución completa basada en la existencia de una solución para un conjunto de ecuaciones matriciales. Para el caso no lineal, se mostró en [4] que la solución se puede encontrar resolviendo también un conjunto de ecuaciones diferenciales, las cuales representan una generalización de las condiciones de Francis. Este conjunto de ecuaciones es conocido como las ecuaciones de Francis-Isidori-Byrnes. Básicamente, la solución del regulador se puede ver como encontrar una superficie en estado estable sobre la cual el mapeo del error de salida es cero y se puede hacer que sea atractiva e invariante por medio de retroalimentación.

En el presente trabajo se investiga un regulador discontinuo utilizando la técnica de control por modos deslizantes [5]. La idea principal es diseñar una superficie deslizante sobre la cual se obliga a permanecer a la dinámica del sistema mediante una ley de control discontinua, en lugar de diseñar una retroalimentación continua para estabilizar, como en el caso del problema del regulador clásico. La superficie deslizante contiene la superficie de estado estable y la dinámica del sistema tiende asintóticamente, a través de la superficie deslizante, hacia el comportamiento en estado estable.

Los motores de combustión interna se usan en automóviles y en plantas generadoras de energía eléctrica. En ambas aplicaciones se puede hacer más eficiente el consumo de combustible si se aplica un control automático a la velocidad angular del motor de combustión. Haciendo este control se evita que el motor trabaje a una velocidad mucho mayor que la deseada y así evitamos consumir una mayor cantidad de combustible.

Además de la aplicación del control de velocidad en un motor de automóvil se tiene otra aplicación donde es importante este tipo de control, en las plantas generadoras de energía eléctrica de emergencia. Muchas plantas utilizan un motor de combustión a gasolina para generar electricidad, aquí es importante mantener una velocidad constante para eficientar el consumo de combustible (como en el automovil), pero también para eficientar la generación de electricidad al mantener una frecuencia de trabajo constante en el generador. De la mano de la aplicación anterior se puede pensar en su utilización en automóviles híbridos que

combinan un motor de combustión para mover un generador de energía eléctrica y éste a su vez mueve un motor eléctrico que es el que hace el trabajo de mover todo el automóvil híbrido o cualquier otro sistema conectado a él.

1.2 Objetivos

Se tienen dos objetivos principales, el primero es investigar la posibilidad de resolver el problema del regulador por modos deslizantes para sistemas no lineales usando la teoría de sistemas de estructura variable y la de linealización por retroalimentación (control por bloques).

El segundo objetivo es aplicar este método para el diseño de un regulador discontinuo para un motor de combustión interna con acelerador actuado. Luego se diseña una ley de control discontinua para que la velocidad del eje del cigueñal del motor de combustión interna siga una trayectoria, todo esto utilizando la teoría del regulador por modos deslizantes. El modelo del motor de combustión interna se presenta en la forma regular y además la salida del sistema es el primer estado.

1.3 Estructura de la tesis

La estructura de la tesis es la siguiente: en el capítulo 2 se describirán las variables que intervienen en la dinámica del motor de combustión y al final se deducirá un modelo a partir de dichas variables. Existen diferentes publicaciones ([15], [16] y [20]) donde se presentan en forma separada diferentes ecuaciones que modelan secciones pequeñas de la dinámica del motor de combustión interna, en este trabajo se analizan esas ecuaciones y a partir de ellas se deduce un modelo matemático del motor de combustión en el espacio de estado. Además, se incluye la deducción del modelo matemático de un motor de corriente directa en el espacio de estado, que conectado a la válvula del acelerador es el actuador del sistema. En este capítulo se muestran simulaciones de los modelos matemáticos tanto del motor de combustión como del actuador en lazo abierto para que el lector pueda comprender mejor el comportamiento de la planta y el actuador.

En el capítulo 3 se describe el marco teórico para el diseño del regulador por modos deslizantes para un sistema en la forma regular y las condiciones para que sea posible aplicar esta técnica para el caso general y para el caso cuando el primer estado y la salida del sistema son iguales. Primero, se formulará el problema del regulador por modos deslizantes y después se diseñará una retroalimentación discontinua para una clase de sistemas no lineales presentados en la *Forma Regular* [6]. Entonces, asumiremos también que la clase de sistemas no lineales que serán considerados deberán estar presentados en la llamada *Forma No lineal Controlable a Bloques (Forma-NCB)* [7], dicha forma consiste de un conjunto de bloques con una estructura similar a la dinámica controlada de la Forma Regular, es decir, el bloque del vector de estado y el bloque del vector de control ficticio tienen la misma dimensión. Por lo tanto, la Forma-NCB se puede interpretar como una generalización de la forma regular. Tal tipo de representación permite reducir la síntesis original del problema del regulador en

una secuencia de subproblemas de menor orden los cuales se pueden resolver aplicando la técnica no lineal de control por bloques [8]. Como un resultado, la dinámica no lineal del modo deslizante, se puede linealizar y entonces la retroalimentación discontinua se utiliza para compensar la perturbación asociada a la señal de referencia (matched perturbation). La aproximación del control por bloques se ha empleado satisfactoriamente para descomposición, estabilización y optimización de una clase de sistemas lineales y no lineales en [9], [10] y [11].

En el capítulo 4 se hace el diseño del regulador por modos deslizantes para seguir una trayectoria de la velocidad del motor de combustión interna. Se tiene un doble lazo cerrado uno interno para controlar la posición del actuador y uno externo que genera la señal de referencia para el lazo interno. Se asume que la dinámica del lazo interno es mucho más rápida que la dinámica del lazo externo, por lo que la señal de salida generada para el lazo externo se considera un valor constante al momento de usarla como referencia en el lazo interno. Las ecuaciones de los controladores obtenidas en este capítulo se simularon para ver la efectividad del regulador por modos deslizantes.

Finalmente en el capítulo 5 se presentan las conclusiones de este trabajo y algunas propuestas para trabajos futuros.

Capítulo 2

Modelos matemáticos

2.1 Modelo matemático de un motor de combustión interna a gasolina

La figura 2.1 muestra un esquema con las partes que forman un motor de combustión interna a gasolina de cuatro tiempos.

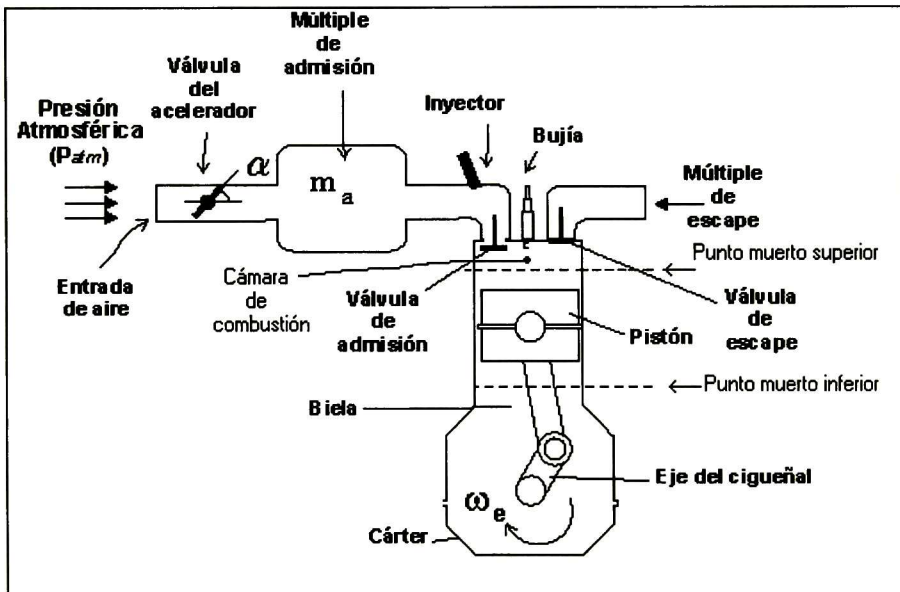


Figura 2.1: Esquema de las partes de un motor de combustión interna a gasolina.

El funcionamiento de este tipo de motores está dividido en 4 etapas o “tiempos” que se conocen como el *Ciclo de Otho*. En la figura 2.2 se muestran las cuatro etapas del ciclo de Otho para un motor de combustión interna a gasolina: *admisión (A)*, *compresión (B)*, *explosión (C)* y *escape (D)*.

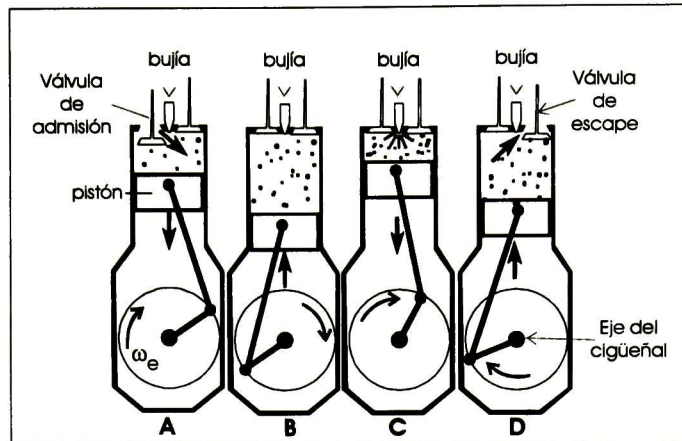


Figura 2.2: El ciclo de Otho

En la etapa de *admisión* (A) el aire es empujado hacia adentro del múltiple de admisión debido a la presión atmosférica, la válvula del acelerador regula la cantidad de aire que entra al múltiple de admisión. El aire del múltiple se mezcla con la gasolina proporcionada por el inyector y la mezcla está lista para entrar en la cámara de combustión. El pistón empieza su recorrido en el punto muerto superior (o posición más alta del pistón en la cámara de combustión) e inicia un desplazamiento hacia el punto muerto inferior (o posición más baja del pistón en la cámara) en ese momento la válvula de admisión se abre y la mezcla aire-gasolina ocupa el vacío generado por el pistón en su carrera hacia abajo y llena la cámara de combustión. Cuando el pistón llega al punto muerto inferior, la válvula de admisión se cierra para poder seguir con la siguiente etapa, la *compresión* (B).

En esta segunda etapa el pistón en su carrera hacia arriba, comprime la mezcla aire-gasolina hasta que llega al punto muerto superior, en ese punto se aplica una diferencia de potencial a la bujía lo cual genera una chispa entre sus terminales y entonces se enciende la mezcla. Al aparecer la chispa pasamos a la etapa de la *explosión*. La *explosión* (C) es el proceso clave en un motor de combustión interna (su nombre lo dice todo), ya que durante este proceso se logra una reacción química que genera gases que hacen aumentar la presión dentro de la cámara de combustión provocando que *el pistón sea lanzado con fuerza hacia el punto muerto inferior*. Como el pistón está conectado al cigüeñal (mediante la biela), éste aplica un par al eje del cigüeñal haciendo que se mueva con cierta velocidad, cuando el pistón llega hasta el punto muerto inferior sigue la etapa de *escape* de los gases. El pistón empieza a subir empujando los gases contra la válvula de escape, la válvula es abierta mecánicamente y permite la salida de los gases obtenidos hacia el múltiple de escape y de allí al medio ambiente. Si la combustión no fue completa, se estarán arrojando gasolina no quemada y sustancias tóxicas que contaminan el ambiente.

Como se podrá notar en la descripción del ciclo de Otho, solamente durante una cuarta parte del ciclo se produce la fuerza para mover el pistón, es por eso que este tipo de motores tienen como mínimo cuatro pistones y cada uno está acomodado mecánicamente de tal forma que al menos un pistón siempre está en la etapa de la explosión.

La conocida relación estequiométrica definida para la mezcla aire-gasolina nos indica que por cada 14.7 kg de masa de aire se debe de mezclar 1 kg de masa de gasolina para tener una combustión ideal. Por lo tanto en nuestro análisis será necesario saber cuánta masa de aire y combustible entran a la cámara de combustión, además hay que conocer en qué momento debe aparecer la chispa de la bujía para iniciar la combustión a tiempo. Con todo lo anterior y las dimensiones físicas del motor se podrá conocer el par que se aplicará al cigueñal.

Han habido varios esfuerzos por modelar matemáticamente un motor de combustión interna y en la mayoría de los casos se requiere hacer experimentos con el motor para obtener los parámetros necesarios que describen su funcionamiento, en la mayoría de los casos se han presentado ecuaciones que modelan pequeñas secciones o procesos que se llevan a cabo durante el ciclo de Otho, en los siguientes párrafos se discutirá el modelo del motor de combustión interna en el espacio de estado, basado en los trabajos presentados por Cho y Hedrick en [15].

El control de la cantidad de aire que entra al múltiple de admisión se lleva a cabo por medio de la válvula del acelerador y como se verá más adelante la cantidad de gasolina que se inyecta es una función de la cantidad de masa de aire y debe cumplir con la relación estequiométrica, se deduce de lo anterior que es necesario conocer la cantidad de masa de aire que hay en el múltiple de admisión y que entra a la cámara de combustión. Entonces, se puede obtener una ecuación que gobierna la dinámica del motor de combustión interna a partir de la ley de conservación de la masa:

$$\dot{m}_a = \dot{m}_{ai} - \dot{m}_{ao} \quad (2.1)$$

El flujo de masa de aire dentro del múltiple de admisión, \dot{m}_a , se calcula como el flujo de masa de aire que entra al múltiple de admisión \dot{m}_{ai} , menos el flujo de masa de aire que deja el múltiple de admisión y entra en la cámara de combustión, \dot{m}_{ao}

El flujo de masa de aire que está entrando al múltiple de admisión depende del ángulo de abertura de la válvula del acelerador α , de la influencia de la presión dentro del múltiple de admisión y la presión atmosférica, todo esto es modelado como:

$$\dot{m}_{ai} = MAX \cdot TC(\alpha) \cdot PRI \quad (2.2)$$

donde MAX es la cantidad máxima de flujo de aire que se obtiene cuando la válvula del acelerador está completamente abierta con flujo regularizado y es una constante que depende de las dimensiones físicas de cada motor, $TC(\alpha)$ es la curva normalizada que caracteriza a la válvula del acelerador y PRI es una curva normalizada que caracteriza la influencia de la presión.

$TC(\alpha)$ es una curva normalizada que modela el comportamiento de la válvula del acelerador y está en función del ángulo de abertura α . Una función para esta válvula en forma de curva experimental fue dada por Cho y Hedrick en [15] y su ecuación es

$$TC(\alpha) = \begin{cases} 1 - \cos(b_1\alpha - b_2) & \text{si } \alpha \leq \frac{79.46\pi}{180} \text{ rad} \\ 1 & \text{si } \alpha > \frac{79.46\pi}{180} \text{ rad} \end{cases} \quad (2.3)$$

donde b_1 y b_2 son constantes que dependen de la geometría de la válvula de cada motor.

La influencia de la presión PRI es una función normalizada de la relación entre la presión atmosférica P_{atm} y la presión que hay dentro del múltiple de admisión P_m . PRI es el flujo de aire que se puede comprimir a través de un orificio y su ecuación se obtiene de una curva trazada por Cho y Hedrick en [15]

$$PRI = 1 - e^{\left(9\left(\frac{P_m}{P_{atm}} - 1\right)\right)} \quad (2.4)$$

donde bajo la suposición de una presión uniforme dentro del múltiple de admisión, ésta y la masa de aire dentro del múltiple de admisión, m_a están relacionados por la ley general de los gases. Si se conoce la cantidad de masa de aire que hay dentro del múltiple de admisión m_a , se puede conocer la presión que se genera dentro del mismo:

$$P_m = K_{Pm} m_a. \quad (2.5)$$

De la ley general de los gases se obtiene la constante K_{Pm}

$$K_{Pm} = \frac{RT}{V_m} \quad (2.6)$$

donde V_m es el volumen del múltiple de admisión, R es la constante universal de los gases, T es la temperatura dentro del múltiple de admisión.

El flujo de masa de aire que está entrando a la cámara de combustión es una función difícil de modelar y depende de las dimensiones físicas y de la geometría de la cámara de combustión, de la eficiencia con que se mezclan el aire y la gasolina, de la velocidad del motor, Cho y Hedrick en [15] la modelaron como:

$$\dot{m}_{ao} = c_e \eta_{vol} m_a \omega_e, \quad (2.7)$$

donde c_e es una constante que depende de las dimensiones físicas y de la geometría de cada motor,

$$c_e = \frac{V_e}{4\pi V_m}, \quad (2.8)$$

donde V_e es el volumen máximo que puede desplazar el pistón hacia adentro de la cámara de combustión y V_m es el volumen de aire máximo dentro del múltiple de admisión.

El término η_{vol} es la eficiencia volumétrica y es una medida de la efectividad del proceso de generación de par y se define como el flujo de volumen de aire dentro de un motor dividido por la velocidad a la cual el volumen es desplazado por el pistón. La eficiencia volumétrica es una función compleja de muchos parámetros del motor (incluyendo la geometría del puerto del múltiple, tiempo de apertura de la válvula de admisión, presión en el múltiple de admisión, velocidad del motor y la eficiencia de las tuberías del múltiple de escape), sin embargo, es difícil modelarlo analíticamente, en [15] se obtuvo la siguiente expresión experimental

$$\eta_{vol} = (24.5\omega_e - 3.10 \times 10^4) m_a^2 + (-0.167\omega_e + 222) m_a + (8.10 \times 10^{-4} \omega_e + 0.352) \quad (2.9)$$

donde m_a es la masa de aire dentro del múltiple de admisión y ω_e es la velocidad angular del eje del cigüeñal.

La segunda ecuación que modela la dinámica del motor se obtiene de la dinámica rotacional al relacionar la aceleración angular del eje del cigüeñal y el par aplicado en él por medio del pistón, además de relacionar el par por fricción de las partes del motor y otros accesorios:

$$J_e \dot{\omega}_e = T_{ind} - T_f - T_a \quad (2.10)$$

donde J_e representa el momento de inercia de las partes del motor y de la bomba convertidora de par (engranes), T_{ind} , es el par aplicado al eje del cigüeñal por el pistón después de la combustión, T_f es el par debido a la fricción de las partes del motor y T_a es el par por fricción debido a los accesorios.

Para conocer el par producido por la combustión es necesario tomar en cuenta, la velocidad angular del eje del cigüeñal, la cantidad de masa de aire que entra al motor, tomar en cuenta en qué momento ocurre la chispa que enciende la mezcla, tomar en cuenta si la mezcla aire-combustible cumple con la relación estequiométrica, Cho y Hedrick [15] obtuvieron la siguiente ecuación experimental al modelar el par producido por la combustión en el dominio del tiempo continuo

$$T_{inducido} = c_T \frac{\dot{m}_{oa}}{\omega_e} \cdot AFI \quad SI \quad (2.11)$$

donde la influencia aire-combustible, AFI se puede modelar con la siguiente expresión que se obtuvo de una curva en [15]:

$$AFI = \cos(7.3834((A/F) - 13.5)) \quad (2.12)$$

donde A/F es la relación aire-combustible de la mezcla que entra a la cámara de combustión. Asumimos en este trabajo que A/F es la mezcla ideal y entonces $AFI = 1$.

La influencia del momento en que se produce la chispa, SI , se presenta en forma normalizada y es una función del avance/retardo de la chispa MBT (mínimo avance retardo de la chispa) para el mayor par desde el punto muerto superior del pistón y se usa la siguiente curva

$$SI = (\cos(SA - MBT))^{2.875} \quad (2.13)$$

donde SA es el avance/retardo de la chispa desde PMS (punto muerto superior). Se asume que SA es el ideal y entonces $SI = 1$.

La constante de par, c_T , representa la máxima capacidad de par de un motor para una masa dada, velocidad del motor, con $AFI = 1$, $SI = 1$.

Para fines prácticos si $AFI = 1$ indica que la cantidad de gasolina inyectada a la cámara de combustión es la ideal cumpliendo con la relación estequiométrica, tomando en cuenta factores como cantidad de masa de aire y velocidad del motor. Cuando $SI = 1$ nos indica

que la chispa en la bujía aparece en el momento óptimo ideal en la carrera del pistón para conseguir que toda la energía de la combustión se transmita sin pérdida en forma de par inducido al cigueñal, es cuando obtenemos el máximo par producido por el motor.

T_a es el par por fricción debido a algunos accesorios y se considerará constante para este trabajo

$$\dot{T}_a = 0. \quad (2.14)$$

El par por fricción de la partes del motor, T_f , se puede modelar con la siguiente ecuación:

$$T_f = d_1\omega_e + d_2 \quad (2.15)$$

donde ω_e es la velocidad angular del cigueñal, d_1 y d_2 son parámetros constantes de fricción

La ecuación (2.10) después de sustituir las ecuaciones (2.11) y (2.15), nos queda como:

$$J_e \dot{\omega}_e = c_T \frac{\dot{m}_{oa}}{\omega_e} - (d_1\omega_e + d_2) - T_a. \quad (2.16)$$

Finalmente después de hacer algunas sustituciones se obtuvo el siguiente *modelo matemático de un motor de combustión interna*

$$\dot{\omega}_e = \frac{c_T c_e}{J_e} \eta_{vol} m_a - \frac{1}{J_e} (d_1\omega_e + d_2) - \frac{T_a}{J_e} \quad (2.17)$$

$$\dot{m}_a = -c_e \eta_{vol} m_a \omega_e + (MAX)(PRI)TC(\alpha). \quad (2.18)$$

En estas ecuaciones se tienen dos estados ω_e la velocidad del cigueñal del motor de combustión y m_a que es la masa de aire que se encuentra dentro del múltiple de admisión. La variable de control es el ángulo α de la válvula del acelerador.

Los parámetros del motor que se van a utilizar en este trabajo corresponden a un motor de 6 cilindros y 4 tiempos obtenidos por Cho y Hedrick en [15]. La tabla 1 muestra estos valores.

Después de sustituir los valores numéricos, obtenemos la siguiente expresión final del modelo que se va a utilizar para simular el funcionamiento del motor.

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_e = & \frac{c_T c_e}{J_e} (0.352m_a + 8.10 \times 10^{-4} m_a \omega_e + 222m_a^2 - 0.167m_a^2 \omega_e - \\ & - 3.10 \times 10^4 m_a^4 + 24.5\omega_e^2 m_a) - \frac{(0.105\omega_e + 15.10)}{J_e}. \end{aligned} \quad (2.19)$$

$$\begin{aligned} \dot{m}_a = & c_1 (-0.352m_a \omega_e - 8.10 \times 10^{-4} m_a \omega_e^2 - 222m_a^2 \omega_e + 0.167\omega_e^2 m_a^2 + \\ & + 3.10 \times 10^{-4} \omega_e m_a^4 - 24.5\omega_e^3 m_a^4) + (MAX)(PRI)TC(\alpha). \end{aligned} \quad (2.20)$$

Tabla 1. Tabla de valores de las constantes del motor de combustión interna

$c_T =$	$498636 \frac{N \cdot m}{kg/s}$	constante de máxima capacidad de par
$V_e =$	$0.0038 m^3$	volumen de la cámara de combustión
$V_m =$	$0.0027 m^3$	volumen del múltiple de admisión
$MAX =$	$0.1843 \frac{kg}{s}$	constante de máximo flujo de entrada de aire
$R =$	$287 \frac{Joule}{kg \cdot ^\circ K}$	constante universal de los gases
$T =$	$308^\circ K$	temperatura ambiente en $^\circ K$
$AFI =$	1	influencia de la relación aire-combustible
$SI =$	1	influencia del avance/retardo de la chispa
$T_a =$	0	par de los accesorios
$J_e =$	$0.1454 kg \cdot m^2$	momento de inercia del motor
$d_1 =$	0.1056	parámetro experimental
$d_2 =$	15.10	parámetro experimental
$b_1 =$	1.14459	parámetro experimental de la ecuación de α
$b_2 =$	$\frac{1.06\pi}{180}$	parámetro experimental de la ecuación de α
$r_1 =$	8.1×10^{-4}	parámetro experimental
$r_2 =$	0.352	parámetro experimental
$P_{atm} =$	$1 \times 10^5 N \cdot m^2$	presión atmosférica a nivel del mar

2.2 Simulación del modelo matemático del motor de combustión

Se hizo una simulación de este modelo para diferentes valores del ángulo de la abertura de la válvula del acelerador (ver gráficas 1,2, y 3). La gráfica 1 muestra el comportamiento de la velocidad angular del eje del cigüeñal, la gráfica 2 muestra el comportamiento de la masa de aire dentro del múltiple de admisión, ambas gráficas corresponden a los distintos valores de α que se muestran en la gráfica 3. Se observa una velocidad irregular para valores del ángulo menores de 10 grados, esto se debe a que el motor necesita tener una velocidad base para funcionar y de acuerdo con la gráfica 1 esta velocidad es aproximadamente 90 rad/s. Esta velocidad base es mejor conocida como “marcha lenta” y es necesaria para que no se apague el motor y así cumplir con las 4 etapas del ciclo de Otho. Se puede observar en la gráfica 2 que para ir desde una velocidad mínima hasta la máxima se tiene un valor máximo de masa de aire de 3×10^{-3} kg. Esta cantidad varía en cada motor y depende de las dimensiones físicas del mismo.

En la gráfica 1 se puede ver también que el tiempo mínimo aproximado que tarda el motor en hacer un cambio en su velocidad es de aproximadamente 1 segundo y de hasta 3 segundos para ir desde la velocidad base hasta la velocidad máxima que en este caso es de aproximadamente 900 rad/s.

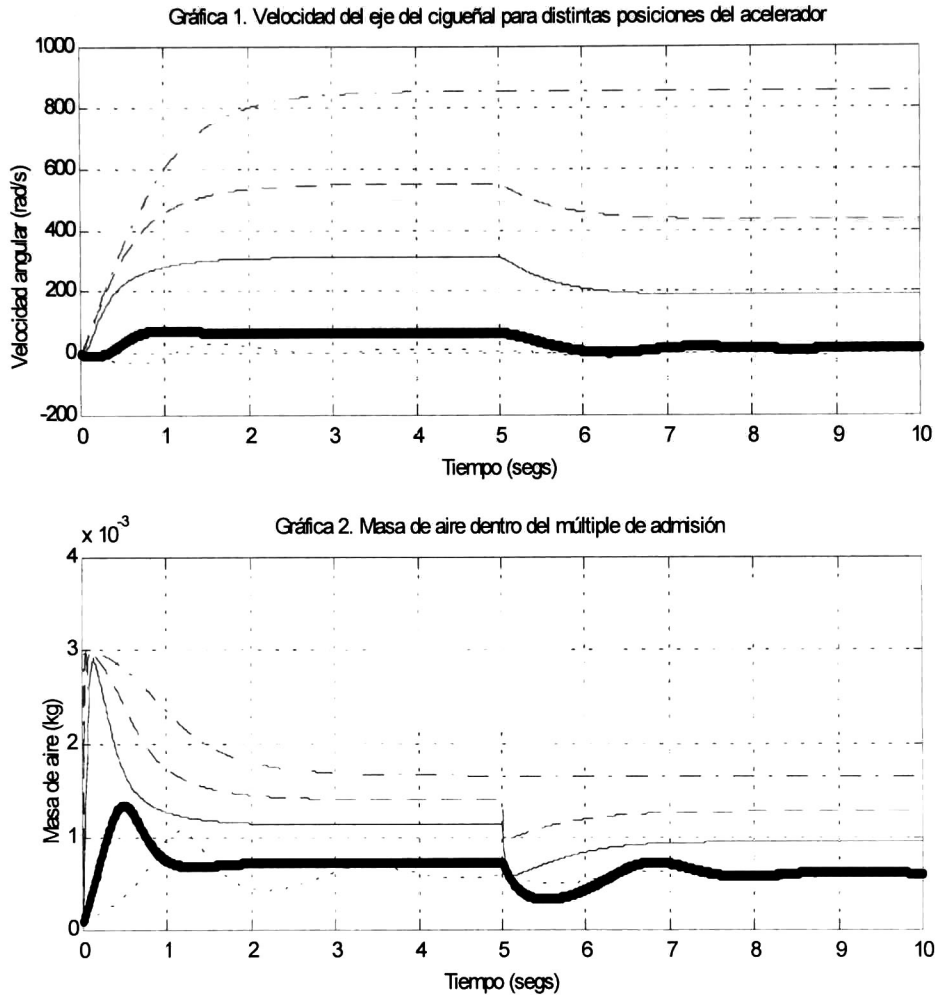


Figura 2.3:

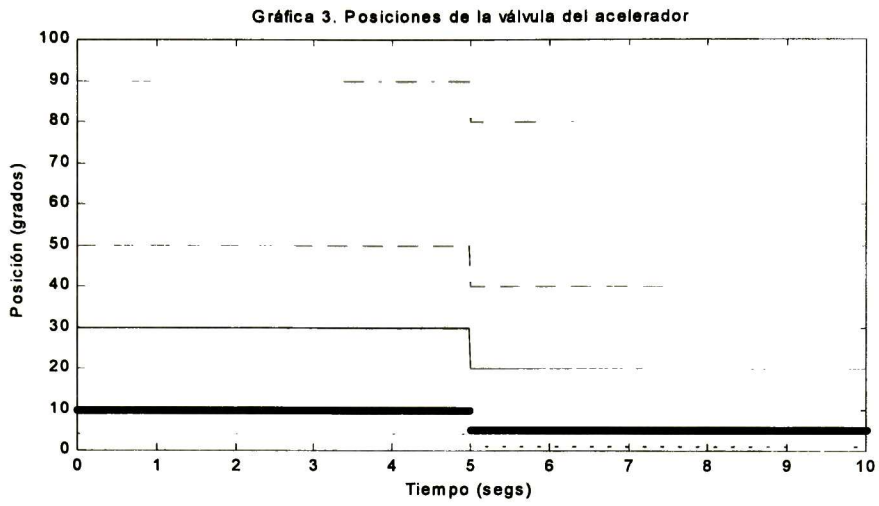


Figura 2.4:

2.3 Modelo matemático de un motor de corriente directa

La figura 2.5 muestra el diagrama de un motor de corriente directa (motor de CD) del cual se obtendrán las ecuaciones del modelo matemático. De las leyes de Kirchoff y de la dinámica rotacional tenemos las siguientes ecuaciones

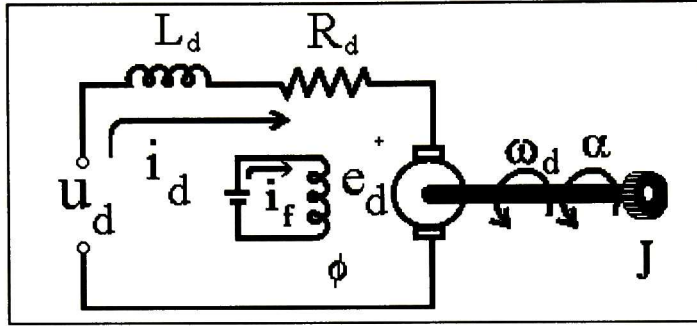


Figura 2.5: Esquema de un motor de CD controlado por armadura.

$$\omega_d = k_d \dot{\alpha} \quad (2.21)$$

$$e_d = k_d \omega_d \quad (2.22)$$

$$\tau = k_g k_m i_d \quad (2.23)$$

$$k_m = k_{mf} \phi \quad (2.24)$$

$$\phi = k_f i_f = cte \quad (2.25)$$

$$u_d = L_d \frac{di_d}{dt} + R_d i_d + e_d \quad (2.26)$$

donde u_d es la diferencia de potencial aplicada al motor, L_d es la inductancia de la armadura, R_d es la resistencia de la armadura, i_d es la corriente que fluye por la armadura, e_d es la fuerza contraelectromotriz, k_d es la constante contraelectromotriz, ω_d es la velocidad angular del eje del rotor, k_g es la constante de los engranes, α es el ángulo del eje del rotor, τ es el par inducido al rotor, k_m es la constante del motor, ϕ es el flujo del campo e i_f es la corriente de campo, k_{mf} y k_f son constantes del motor también. Asumimos que el flujo ϕ es constante, producido por imanes permanentes, por lo que k_m es una constante también.

De la dinámica rotacional es posible asociar el par inducido con la aceleración angular del rotor $\dot{\omega}_d$

$$J_d \dot{\omega}_d = \tau - T_{Ld} \quad (2.27)$$

donde J_d es el momento de inercia del motor y T_{Ld} el par de la carga. De las ecuaciones (2.26), (2.22), (2.21), (2.23), (2.27), (2.25) y (2.24) se deducen las siguientes ecuaciones que

poseen una estructura por bloques:

$$\dot{\alpha} = k_g \omega_d \quad (2.28)$$

$$J_d \dot{\omega}_d = k_g k_m i_d - T_{Ld} \quad (2.29)$$

$$L_d \frac{di_d}{dt} = -R_d i_d - k_d \omega_d + u_d \quad (2.30)$$

donde $T_{Ld} = 0$. Se asumirá que la constante de tiempo $\tau_{cd} = L_d/R_d \approx 0$ es muy pequeña. Entonces si dividimos toda la ecuación (2.30) entre R_d e igualamos esta ecuación a cero nos queda

$$0 = -i_d - \frac{k_d}{R_d} \omega_d + \frac{1}{R_d} u_d. \quad (2.31)$$

Ahora se sustituye (2.31) en (2.29) para obtener el modelo del motor de CD en forma reducida que se va a utilizar en este trabajo

$$\dot{\alpha} = k_g \omega_d \quad (2.32)$$

$$\dot{\omega}_d = -\frac{k_g k_m k_d}{R_d J_d} \omega_d + \frac{k_g k_m}{R_d J_d} u_d - \frac{1}{J_d} T_{Ld}. \quad (2.33)$$

La señal de control es la variable u_d . El voltaje debe satisfacer el siguiente límite:

$$|u_d| \leq U_0 \quad (2.34)$$

donde $U_0 > 0$.

2.4 Simulación del modelo del motor de corriente directa

La tabla 2 contiene los valores de las constantes utilizadas para simular el motor de CD y se obtuvieron de [27].

Tabla 2. Valores de las constantes del motor de CD.

$k_m =$	$0.104 \frac{N \cdot m}{\text{amper}}$
$k_d =$	$0.104 \frac{\text{Volts} \cdot \text{seg}}{\text{rad}}$
$R_d =$	1.9 ohms
$J_d =$	$0.0032 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
$T_{Ld} =$	$0.01 \text{ N} \cdot \text{m}$

Las gráficas 4, 5, 6 y 7 muestran el comportamiento del modelo del motor de CD en la simulación. La gráfica 4 muestra el comportamiento de la posición angular del eje del rotor para los diferentes voltajes de entrada de la gráfica 6. La gráfica 5 muestra el comportamiento de la velocidad para los diferentes voltajes de entrada. La gráfica 7 muestra el comportamiento de la corriente para los diferentes voltajes de la gráfica 6. Se puede ver en la gráfica 4 que el tiempo que tarda en moverse 90° es muy pequeño, alrededor de 100

milisegundos, lo cual nos indica que en adelante podemos suponer que la dinámica del motor de CD es mucho más rápida que la dinámica del motor de combustión interna.

Para terminar con este capítulo y a manera de resumen se presentan los dos modelos matemáticos obtenidos. El modelo matemático de un motor de combustión interna:

$$\begin{aligned} \omega_e = & \frac{cTc_e}{J_e} (0.352m_a + 8.10 \times 10^{-4} m_a \omega_e + 222m_a^2 - 0.167m_a^2 \omega_e - \\ & - 3.10 \times 10^4 m_a^4 + 24.5 \omega_e^2 m_a) - \frac{(0.105 \omega_e + 15.10)}{J_e} \end{aligned} \quad (2.35)$$

$$\begin{aligned} \dot{m}_a = & c_1 (-0.352m_a \omega_e - 8.10 \times 10^{-4} m_a \omega_e^2 - 222m_a^2 \omega_e + 0.167 \omega_e^2 m_a^2 + \\ & + 3.10 \times 10^{-4} \omega_e m_a^4 - 24.5 \omega_e^3 m_a^4) + (MAX)(PRI)TC(\alpha) \end{aligned} \quad (2.36)$$

Y el modelo matemático del actuador, un motor de corriente directa:

$$\dot{\alpha} = \omega_d \quad (2.37)$$

$$\dot{\omega}_d = -\frac{k_g k_m k_d}{R_d J_d} \omega_d + \frac{k_g k_m}{R_d J_d} u_d - \frac{1}{J_d} T_{Ld} \quad (2.38)$$

Los estados de estos modelos son, para el primero, la velocidad angular del eje del cigüeñal ω_e y la masa de aire dentro del múltiple de admisión m_a , como entrada de control es α el ángulo de abertura de la válvula del acelerador, para el segundo modelo tenemos que un estado es el ángulo de posición del rotor del motor de corriente directa α y la velocidad angular del eje del motor de corriente directa ω_d y el voltaje de entrada u_d es la entrada de la señal de control.

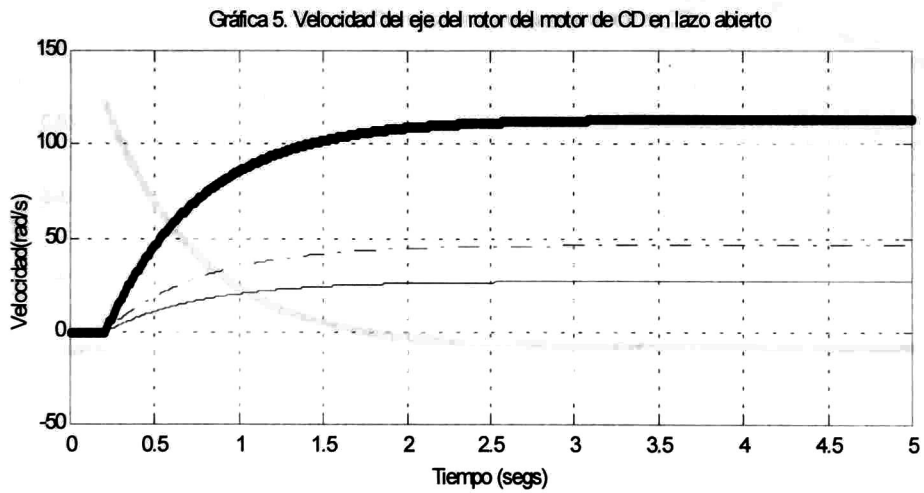
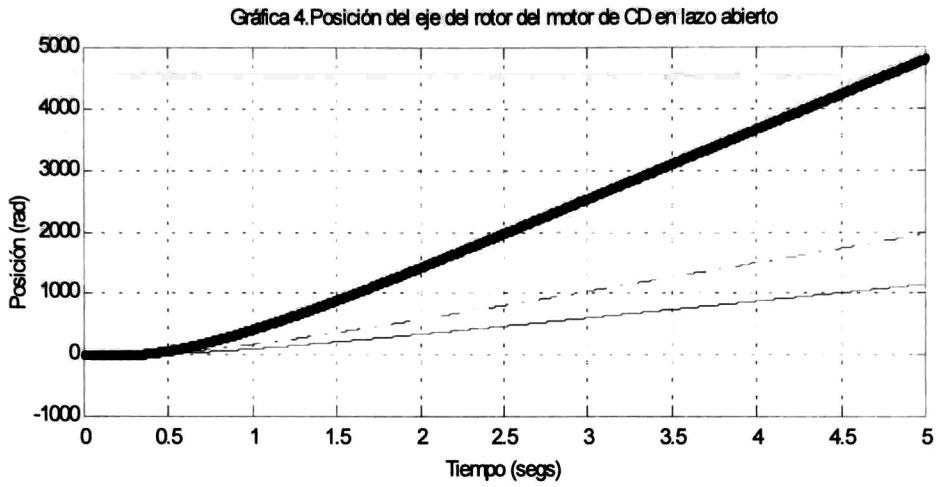


Figura 2.6:

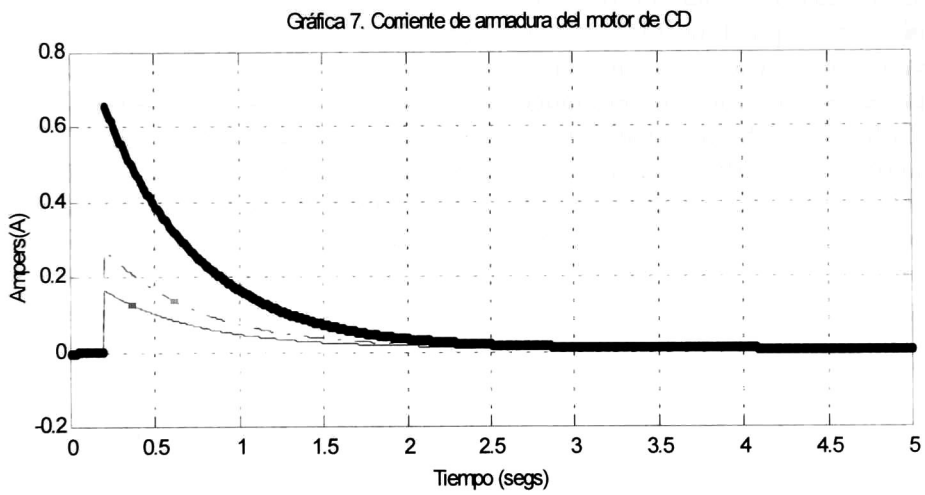
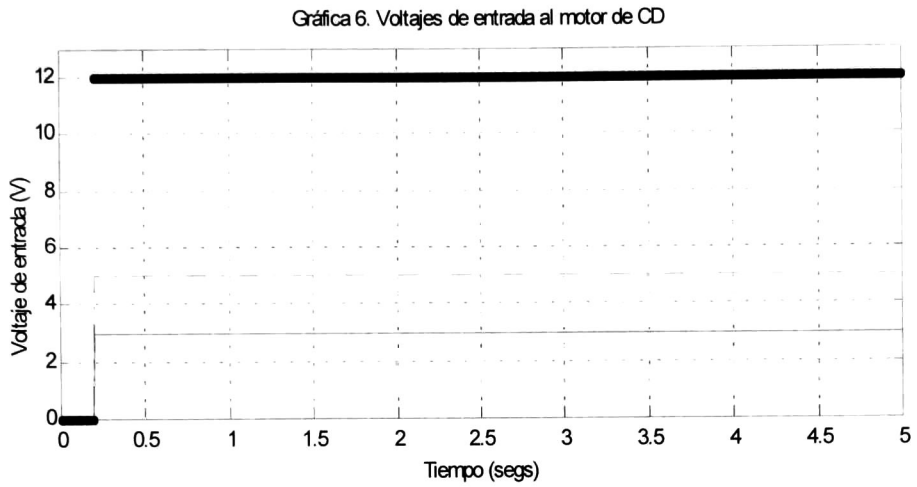


Figura 2.7:

Capítulo 3

Resultados teóricos

Primero, se formulará el problema del regulador por modos deslizantes y después se diseñará una retroalimentación discontinua para una clase de sistemas no lineales presentados en la *Forma Regular* [6]. Entonces, asumiremos también que la clase de sistemas no lineales que serán considerados deberán estar presentados en la llamada *Forma no lineal Controlable a Bloques* [7], dicha forma consiste de un conjunto de bloques con una estructura similar a la dinámica controlada de la Forma Regular, es decir, el bloque del vector de estado y el bloque del vector de control ficticio tienen la misma dimensión. Por lo tanto, la Forma-NCB se puede interpretar como una generalización de la forma regular. Tal tipo de representación permite reducir la síntesis original del problema del regulador en una secuencia de subproblemas de menor orden los cuales se pueden resolver aplicando la técnica no lineal de control por bloques [8]. Como un resultado, la dinámica no lineal (nominal) del modo deslizante, se puede linealizar y entonces la retroalimentación discontinua se utiliza para compensar la perturbación asociada a la señal de referencia (matched perturbation). La aproximación del control por bloques se ha empleado satisfactoriamente para descomposición, estabilización y optimización de una clase de sistemas lineales y no lineales ([9,10,11]). Aquí se investiga la posibilidad de aplicar el mismo método para la solución del problema del regulador por modos deslizantes.

3.1 Sistemas no lineales

Consideremos un sistema no lineal modelado de la siguiente forma

$$\dot{x} = f(x) + B(x)u + D(x)\omega \quad (3.1)$$

$$y = h(x) \quad (3.2)$$

con estado $x \in R^n$, con entrada de control $u \in R^m$, el sistema está sujeto a un conjunto de variables de entrada exógenas $\omega \in R^s$ las cuales incluyen perturbaciones a ser rechazadas o referencias a ser seguidas y salida regulada $y \in R^p$. El vector $f(x)$, las columnas de $B(x)$ y $D(x)$ son campos vectores de clase $C_{[0,\infty)}^\infty$, y además, asumimos que $f(0) = h(0) = 0$.

El error de seguimiento de trayectoria está definido como

$$e = y - q(\omega) \quad (3.3)$$

es decir, la diferencia entre la salida del sistema y y una señal de referencia $q(\omega)$. La señal de referencia $q(\omega)$ es generada por un sistema externo dado (llamado exosistema) descrito por

$$\dot{\omega} = s(\omega) \quad (3.4)$$

donde $\omega \in R^s$. asumimos que $s(0) = 0$.

Los sistemas (3.1),(3.2) y (3.4) son caracterizados por las siguientes suposiciones:

A1. El par $\{f, B\}$ tiene una aproximación lineal estabilizable en $x = 0$.

A2. La matriz Jacobiana $S = \frac{\partial s}{\partial \omega}(0)$ en el punto de equilibrio $\omega = 0$ tiene todos los eigenvalores sobre el eje imaginario.

En [4] está demostrado que bajo las suposiciones anteriores, la *solución del problema del regulador clásico* se puede establecer en términos de la existencia de un par de mapeos $x = \pi(\omega)$ y $u = c(\omega)$ que resuelven la ecuación diferencial parcial

$$f(\pi(\omega)) + B(\pi(\omega))c(\omega) + D(\pi(\omega))\omega = \frac{\partial \pi(\omega)}{\partial \omega} s(\omega) \quad (3.5)$$

$$h(\pi(\omega)) - q(\omega) = 0. \quad (3.6)$$

Se puede obtener un controlador continuo que resuelve el problema del regulador si se escoge

$$u = c(\omega) + K(x - \pi(\omega)) \quad (3.7)$$

donde K es una matriz que coloca los eigenvalores de la aproximación lineal del lazo cerrado (3.1) y (3.7) en el punto de equilibrio $x = 0$ llamado, $(A + BK)$ en C^-

La solución lineal se puede obtener considerando la aproximación lineal del sistema (3.1), (3.2), (3.3) y (3.4) en el punto de equilibrio $(x, \omega) = (0, 0)$:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu + D\omega \\ e &= Cx - Q\omega \\ \omega &= S\omega \end{aligned} \quad (3.8)$$

donde $A = \frac{\partial f}{\partial x}(0)$, $B = B(0)$, $D = D(0)$, $C = \frac{\partial h}{\partial x}(0)$, $Q = \frac{\partial q}{\partial \omega}(0)$ y $S = \frac{\partial s}{\partial \omega}(0)$. En este caso, las condiciones (3.5) y (3.6) toman la forma de la ecuación matricial de *Sylvester*

$$\Pi S = A\Pi + B\Gamma + D \quad (3.9)$$

$$0 = C\Pi - Q \quad (3.10)$$

donde $\Gamma = \frac{\partial c}{\partial \omega}(0)$ y $\Pi = \frac{\partial \pi}{\partial \omega}(0)$ y la aproximación lineal del control (3.7) está dado por

$$u = \Gamma\omega + K(x - \Pi\omega). \quad (3.11)$$

En la siguiente sección se definirá el problema del regulador con la aproximación de modos deslizantes y se darán las condiciones para la existencia de la solución.

3.2 El problema del regulador por modos deslizantes

Análogamente al problema del regulador por retroalimentación de estado, se definirá el *Problema del Regulador por Modos Deslizantes (PRMD)* como el problema de encontrar una variedad deslizante

$$\sigma(x, \omega) = 0 \quad (3.12)$$

y un controlador discontinuo

$$u = \begin{cases} u_i^+(x, \omega) & \sigma_i(x, \omega) > 0 \\ u_i^-(x, \omega) & \sigma_i(x, \omega) < 0 \end{cases} \quad i = 1, \dots, m \quad (3.13)$$

donde los mapeos $u_i^+(x, \omega)$, $u_i^-(x, \omega)$ y $\sigma_i(x, \omega)$ son escogidos para inducir convergencia local asintótica del vector de estado en la intersección de las superficies de conmutación $\sigma_i(x, \omega) = 0$, ($i = 1, \dots, m$), de tal manera que se cumplan las siguientes condiciones:

SS) *El punto de equilibrio $x = 0$ del sistema en lazo cerrado (3.1), (3.12) y (3.13) es asintóticamente estable;*

SR) *El error en el seguimiento de la trayectoria de salida tiende asintóticamente a cero, i.e.*

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0. \quad (3.14)$$

Notar, que las condiciones para que el movimiento deslizante ocurra sobre $\sigma_i(x, \omega) = 0$ se pueden establecer en numerosos sentidos. Necesitamos

$$\lim_{\sigma_i \rightarrow 0^+} \dot{\sigma}_i < 0 \quad \text{y} \quad \lim_{\sigma_i \rightarrow 0^-} \dot{\sigma}_i > 0 \quad (3.15)$$

en la vecindad $\sigma_i(x, \omega) = 0$, ($i = 1, \dots, m$).

Cuando se trabaja con modos deslizantes es más cómodo tener el sistema en la forma regular. En la siguiente sección se considerará este clase de sistemas.

3.3 Sistemas no lineales en forma regular

Considerar el sistema no lineal (3.1), (3.2) y (3.3) y asumir que el sistema (3.1), por una transformación difeomórfica $x = \varphi_1(x)$ se puede representar en la forma regular [6]

$$\dot{x}_1 = f_1(x'_1, x'_2) + D_1(x'_1, x'_2)\omega \quad (3.16)$$

$$\dot{x}_2 = f_2(x'_1, x'_2) + B_2(x'_1, x'_2)u + D_2(x'_1, x'_2)\omega \quad (3.17)$$

donde $x' = (x'_1, x'_2)^T$, $x'_1 \in R^{n-m}$, $x'_2 \in R^m$ y $\text{rango} B_2(x'_1, x'_2) = m \quad \forall x' \in R^n$

Una forma natural de escoger una superficie deslizante (3.12) para esta clase de sistemas es

$$\sigma = x'_2 + \sigma_1(x'_1, \omega) = 0 \quad (3.18)$$

donde $\sigma_1(x'_1, \omega)$ es un mapeo C^k ($k \geq 2$), con $\sigma_1(0, 0) = 0$, y control

$$u = -k_0 B_2^{-1}(x'_1, x'_2) \text{sign}(\sigma) + u_{eq}, \quad k_0 > 0 \quad (3.19)$$

u_{eq} se obtiene de $\dot{\sigma} = 0$ y es

$$u_{eq} = -B_2^{-1} \left[f_2(x'_1, x'_2) + \frac{\partial \sigma_1}{\partial x'_1} f_1(x'_1, x'_2) + \left(D_2(x'_1, x'_2) + \frac{\partial \sigma_1}{\partial x'_1} D_1(x'_1, x'_2) \right) \omega \right] - B_2^{-1} \left[\frac{\partial \sigma_1}{\partial \omega} s(\omega) \right] \quad (3.20)$$

Entonces el control (3.19) garantiza un movimiento deslizante sobre la variedad $\sigma = 0$ en un tiempo finito. Sobre esta variedad, la dinámica del sistema en lazo cerrado (3.16), (3.17) y (3.19) está dada por las ecuaciones de orden reducido

$$\dot{x}'_1 = f_1(x'_1, \sigma_1(x'_1, \omega)) + D_1(x'_1, \sigma_1(x'_1, \omega))\omega \quad (3.21)$$

$$e = h'(x'_1, \sigma_1(x'_1, \omega)) + q(\omega) \quad (3.22)$$

con $h'(x'_1, x'_2) = h(\varphi_1^{-1}(x))$. En este punto, el sistema (3.21) y (3.4) puede ser representado como

$$\dot{x}'_1 = (A_{11} + A_{12}\Sigma_1)x'_1 + (A_{12}L_1 + D_1)\omega + \psi_1(x'_1, \omega) \quad (3.23)$$

$$\dot{\omega} = S\omega + \psi_2(\omega) \quad (3.24)$$

donde $A_{11} = \frac{\partial f_1}{\partial x'_1}(0)$, $A_{12} = \frac{\partial f_1}{\partial x'_2}(0)$, $D_1 = D_1(0)$, $\Sigma_1 = \frac{\partial \sigma_1}{\partial x'_1}(0)$, $L_1 = \frac{\partial \sigma_1}{\partial \omega}(0)$ y $S = \frac{\partial s}{\partial \omega}(0)$ con funciones $\psi_1(x'_1, \omega)$ y $\psi_2(\omega)$ que desaparecen en el origen en su primera derivada, bajo la suposición **A1** de que existe una matriz Σ_1 tal que la matriz $(A_{11} + A_{12}\Sigma_1)$ es Hurwitz.

Por tanto, el sistema (3.23) y (3.24) bajo la suposición **A2** tiene una variedad central [14]

$$x'_1 = \pi_1(\omega) \quad (3.25)$$

en $(0, 0)$ con C^k mapeando $\pi_1(\omega)$, $(\pi(0) = 0)$ satisfaciendo la condición

$$f_1(\pi_1(\omega), \sigma_1(\pi_1(\omega), \omega)) + D_1(\pi_1(\omega), \sigma_1(\pi_1(\omega), \omega))\omega = \frac{\partial \pi_1(\omega)}{\partial \omega} s(\omega) \quad (3.26)$$

De esto, es posible deducir una condición para la solución del problema del regulador deslizante para un sistema no lineal presentado en forma regular (3.16) y (3.17).

Proposición 1. *Bajo la suposición **A1** y **A2**, si existen C^k ($k \geq 2$) mapeos $c_1(\omega)$ y $\pi_1(\omega)$ con $c_1(0) = 0$ y $\pi_1(0) = 0$ los cuales satisfacen*

$$f_1(\pi_1(\omega), c_1(\omega)) + D_1(\pi_1(\omega), c_1(\omega))\omega = \frac{\partial \pi_1(\omega)}{\partial \omega} s(\omega) \quad (3.27)$$

$$h'(\pi_1(\omega), c_1(\omega)) + q(\omega) = 0 \quad (3.28)$$

entonces el Problema del Regulador por Modos Deslizantes (PRMD) tiene solución.

Demostración. Procediendo a través de la discusión previa, seleccionamos

$$\sigma_1(x'_1, \omega) = c_1(\omega) + \Sigma_1(x'_1 - \pi_1(\omega)) \quad (3.29)$$

Entonces la matriz Jacobiana de $f_1(x'_1, \sigma_1(x'_1, 0))$ en la ecuación (3.21) es igual a la matriz $(A_{11} + A_{12}\Sigma_1)$ la cual, por hipótesis $A1$, puede ser estable si se escoge apropiadamente Σ_1 . Por lo tanto, por una propiedad de las variedades centrales [14], $x'_1(t) \rightarrow \pi_1(\omega(t))$ y así $\sigma_1(\pi_1(\omega), \omega) = c_1(\omega)$ en la variedad $x'_1(t) = \pi_1(\omega(t))$, y la condición (3.27) se reduce a la condición (3.26), así por continuidad, si la condición (3.28) se cumple, entonces el error de seguimiento en la salida converge a cero. ■

El resultado anterior dá una condición de existencia para derivar una variedad deslizante sobre la cual el error en el seguimiento de la salida es llevado a cero. Debido a que el controlador (3.19) rechaza parte de las perturbaciones que satisfacen las matching conditions [5], la condición (3.27) de solucionabilidad del PRMD ha reducido el orden de la condición convencional (3.5). Sin embargo, en este caso, el controlador propuesto (3.19) con (3.18) y (3.29) dá solamente estabilidad local del punto de equilibrio $x = 0$. En la siguiente sección se considerará una retroalimentación discontinua globalmente estabilizada.

3.4 Forma no lineal controlable por bloques con perturbaciones

La característica principal del método propuesto es la transformación de la ecuación (3.1) a la Forma no lineal Controlable por Bloques con perturbaciones consistiendo de "r" bloques

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1) + B_1(x_1)x_2 + D_1(x_1)\omega \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + B_2(x_1, x_2)x_3 + D_2(x_1, x_2)\omega \\ &\vdots \\ \dot{x}_i &= f_i(x_1, \dots, x_i) + B_i(x_1, \dots, x_i)x_{i+1} + D_i(x_1, \dots, x_i)\omega, \quad (i = 3, \dots, r-1) \\ &\vdots \\ \dot{x}_r &= f_r(\tilde{x}) + B_r(\tilde{x})u + D_r(\tilde{x})\omega. \end{aligned} \quad (3.30)$$

y salida

$$y = \tilde{h}(\tilde{x}).$$

El error en el seguimiento de una trayectoria se define como

$$e = \tilde{h}(\tilde{x}) - q(\omega) \quad (3.31)$$

donde el vector transformado \tilde{x} se descompone como $\tilde{x} = (x_1, \dots, x_r)^T$ y $x_i \in R^{n_i}$. Dentro de cada bloque, el vector x_{i+1} es considerado como el vector de control ficticio o cuasicontrol y

$$\text{rango } B_i = n_i \quad \forall \tilde{x} \in R^n \quad (3.32)$$

Los enteros (n_1, n_2, \dots, n_r) definen la estructura de (3.1) y

$$n_1 \leq n_2 \leq \dots \leq n_r \leq m \quad (3.33)$$

Las condiciones de existencia para la Forma no lineal Controlable por Bloques con Perturbaciones (3.30) y el procedimiento de reducción del sistema (3.1) a (3.30) consiste de una serie de pasos que son presentados en [6].

3.4.1 Linealización por bloques del sistema no lineal

Se puede diseñar una superficie deslizante y una ley de control de retroalimentación discontinua para el sistema (3.30) considerando al estado x_{i+1} , con $i = 1, \dots, r-1$, como un vector de control ficticio o cuasicontrol dentro del i -ésimo bloque. Este procedimiento conocido como linealización por bloques está remarcado en los pasos siguientes:

Paso 1. Se escoge el control ficticio x_2 en el primer bloque (3.30) como

$$x_2 = x_2^c(z_1) + B_1^+(z_1)[-k_1 z_1 + E_{1,1} z_2] \quad (3.34)$$

donde $z_1 := x_1 := \alpha_1(x_1)$, z_2 es un vector de $n_1 \times 1$ nuevas variables, k_1 es un escalar positivo, $E_{1,1} = [I_{n_1} \ 0]$, $E_{1,1} \in R^{n_1 \times n_2}$. $I_{n_1} \in R^{n_1 \times n_1}$ es una matriz única, y x_2^c es calculada desde la ecuación $\dot{z}_1 = 0$ a través de las trayectorias del primer bloque de (3.30) llamada

$$x_2^c(z_1) = -B_1^+(z_1)f_1(z_1) \quad (3.35)$$

y B_1^+ denota la pseudo inversa derecha de B_1 . El primer bloque transformado con nuevas coordenadas z_1, z_2 y entrada (3.34) y (3.35) tiene la forma

$$\dot{z}_1 = -k_1 z_1 + E_{1,1} z_2 + D_1(z_1)\omega. \quad (3.36)$$

Asumimos ahora que los elementos de la matriz $B_1(z_1)$ pueden ser ordenados tal que la matriz cuadrada

$$\tilde{B}_2(z_1) := \begin{bmatrix} B_1(z_1) \\ E_{1,2} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

con $E_{1,2} = [0 \ I_{n_2-n_1}]$, tiene rango n_2 . Entonces, la variable z_2 se puede obtener utilizando (3.34) y (3.35) como

$$z_2 = \tilde{B}_2(z_1)x_2 + \begin{bmatrix} f_1(z_1) + k_1 z_1 \\ 0 \end{bmatrix} := \alpha_2(z_1, x_2). \quad (3.38)$$

Paso 2. Tomando la derivada de (3.38) a través de las trayectorias del sistema (3.30) se genera:

$$\dot{z}_2 = \bar{f}_2(z_1, z_2) + \bar{B}_2(z_1, z_2)x_3 + \bar{D}_2(z_1, z_2)\omega \quad (3.39)$$

$$\text{donde } \bar{f}_2 = \frac{\partial \alpha_1}{\partial z_1}(-k_1 z_1 + E_{1,1} z_2) + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_2} f_2, \quad \bar{B}_2 = \tilde{B}_2 B_2, \quad \bar{D}_2 = \frac{\partial \alpha_1}{\partial z_1} D_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_2} D_2.$$

Notar que el rango $\bar{B}_2 = \text{rango} B_2 = n_2$. Como en el primer paso, el vector de entrada ficticio x_3 en (3.39) se escoge de manera similar a (3.34) y (3.35)

$$x_3 = x_3^c(z_1, z_2) - \bar{B}_2^+ (z_1, z_2)[-k_2 z_2 + E_{2,1} z_3] \quad (3.40)$$

donde z_3 es un vector de $n_3 \times 1$ nuevas variables, k_2 es un escalar positivo, $E_{2,1} = [I_{n_2} \ 0]$, $E_{2,1} \in R^{n_2 \times n_3}$, I_{n_2} es una matriz única y de nuevo x_3^c es encontrada desde la ecuación $\dot{z}_2 = 0$ (3.39) sin duda siendo

$$x_3^c(z_1, z_2) = -\bar{B}_2^+ (z_1, z_2) \bar{f}_2 (z_1, z_2). \quad (3.41)$$

Así, la ecuación (3.39) con (3.40) y (3.41) toman la misma forma de la ecuación (3.36), llamándola

$$z_2 = -k_2 z_2 + E_{2,1} z_3 + \bar{D}_2 (z_1, z_2) \omega. \quad (3.42)$$

Como en el primer paso, la variable z_3 se puede obtener utilizando (3.40) como

$$z_3 = \tilde{B}_3(z_1, z_2)x_3 + \begin{bmatrix} \bar{f}_2(z_1, z_2) + k_2 z_2 \\ 0 \end{bmatrix} := \alpha_3(z_1, z_2, x_3)$$

donde

$$\tilde{B}_3(z_1, z_2) := \begin{bmatrix} \bar{B}_2(z_1, z_2) \\ E_{2,2} \end{bmatrix}$$

con la matriz $E_{2,2} = [0 \ I_{n_3 - n_2}]$ teniendo rango n_3 .

Este procedimiento se puede ejecutar de manera iterativa obteniendo en el i -ésimo paso, $i = 3, \dots, r-1$

$$x_{i+1} = x_{i+1}^c(z_1, z_2, \dots, z_i) + \bar{B}_i^+ (z_1, z_2, \dots, z_i)[-k_i z_i + E_{i,1} z_{i+1}] \quad (3.43)$$

con

$$x_{i+1}^c = -\bar{B}_i^+ (z_1, z_2, \dots, z_i) \bar{f}_i (z_1, z_2, \dots, z_i) \quad (3.44)$$

donde \bar{B}_i^+ denota la pseudo inversa derecha de $\bar{B}_i = B_i B_i$ y $E_{i,1} = [I_{n_i} \ 0]$, $E_{i,1} \in R^{n_i \times n_{i+1}}$

Las variables z_i obtenidas por este procedimiento forman una transformación no lineal de las variables de estado y está dada por

$$\begin{aligned} z_1 &= x_1 := \alpha_1(x_1) \\ z_2 &= \tilde{B}_2(z_1)x_2 + \begin{bmatrix} f_1(z_1) + k_1 z_1 \\ 0 \end{bmatrix} := \alpha_2(z_1, x_2) \\ &\vdots \\ z_{i+1} &= \tilde{B}_{i+1}(z_1, \dots, z_i)x_{i+1} + \begin{bmatrix} \bar{f}_i(z_1, \dots, z_i) + k_i z_i \\ 0 \end{bmatrix} := \alpha_{i+1}(z_1, \dots, z_i, x_{i+1}), \end{aligned} \quad (3.45)$$

con $i = 3, \dots, r - 1$, donde z_i es un $n_i \times 1$ vector de nuevas variables, k_i es un escalar positivo, $\tilde{B}_{i+1} = \begin{bmatrix} \bar{B}_i \\ E_{i,2} \end{bmatrix}$, $E_{i,2} = [0 \quad I_{n_{i+1}-n_i}]$, $E_{i,2} \in R^{(n_{i+1}-n_i) \times n_{i+1}}$.

De esta manera, el sistema (3.30) se puede representar en las coordenadas transformadas de la forma

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= -k_1 z_1 + E_{1,1} z_2 + D_1(z_1) \omega \\ &\vdots \\ \dot{z}_i &= -k_i z_i + E_{i,1} z_{i+1} + \bar{D}_i(z_1, \dots, z_i) \omega, \quad i = 2, \dots, r - 1 \\ &\vdots \\ \dot{z}_r &= \bar{f}_r(z) + \bar{B}_r(z) u + \bar{D}_r(z) \omega \end{aligned} \quad (3.46)$$

donde $z = (z_1, \dots, z_r)^T$ con $\bar{f}_r = \sum_{i=1}^{r-1} \frac{\partial \alpha_r}{\partial z_i} \dot{z}_i + \frac{\partial \alpha_r}{\partial x_i} \dot{x}_r$, y $\bar{B}_r = \tilde{B}_r B_r$

3.4.2 Diseño de retroalimentación discontinua

Una elección natural de una función de conmutación $\sigma = 0$ para el sistema obtenido (3.46) es la utilización de la expresión para la variable z_r en (3.45):

$$\sigma = z_r - c_r(\omega) = 0 \quad (3.47)$$

$$\begin{aligned} z_r &= \alpha_r(z_1, \dots, z_{r-1}, x_r) \\ &= B_r(z_1, \dots, z_{r-1}) x_r + \begin{bmatrix} \bar{f}_{r-1}(z_1, \dots, z_{r-1}) + k_{r-1} z_{r-1} \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.48)$$

Para generar el movimiento deslizante en (3.46), escogemos la siguiente ley de control combinada

$$u = u_{eq} - k_r \bar{B}_r^+(z) \text{sign}(\sigma) \quad (3.49)$$

donde $k_r > 0$ y u_{eq} es el control equivalente escogido para cancelar los términos no lineales conocidos en la ecuación (3.46), calculado de la ecuación $\dot{z}_r = 0$, como

$$u_{eq} = -\bar{B}_r^+(z) [\bar{f}_r(z) + \bar{D}_r(z) \omega] \quad (3.50)$$

sustituyendo (3.49) y (3.50) en (3.46) produce

$$\dot{\sigma} = -k_r \text{sign}(\sigma)$$

que garantiza un modo deslizante sobre la variedad $\sigma = 0$ en el sistema de lazo cerrado (3.46), (3.49) y (3.50) en un tiempo finito. Entonces, la dinámica deslizante está descrita por el sistema cuasi-lineal de orden $(n - n_r)$

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= -k_1 z_1 + E_{1,1} z_2 + D_1(z_1) \omega \\ \dot{z}_i &= -k_i z_i + E_{i,1} z_{i+1} + \bar{D}_i(z_1, \dots, z_i) \omega, \quad i = 2, \dots, r - 2 \\ \dot{z}_{r-1} &= -k_{r-1} z_{r-1} + E_{r-1,1} c_r(\omega) + \bar{D}_{r-1}(z_1, \dots, z_{r-1}) \omega \end{aligned} \quad (3.51)$$

con error de salida

$$e = \bar{h}(z_1, \dots, z_{r-1}, c_r(\omega)) - q(\omega). \quad (3.52)$$

Es fácil ver que las ecuaciones (3.21) y (3.22) son reducidas en este caso a (3.51) y (3.52) y por esto podemos establecer el siguiente resultado

Proposición 2. *Bajo la hipótesis A2, si existen C^k ($k \geq 2$) mapeos $\pi_i(\omega)$. $i = 1, \dots, r-1$ y $c_r(\omega)$, con $\pi_i(0) = 0$ y $c_r(0) = 0$ el cual satisface*

$$\begin{aligned} -k_i \pi_i(\omega) + E_{i+1} \pi_{i+1}(\omega) + \bar{D}_i(\pi_1(\omega), \dots, \pi_i(\omega))\omega &= \frac{\partial \pi_i(\omega)}{\partial \omega} s(\omega), \\ -k_{r-1} \pi_{r-1}(\omega) + E_{r-1,1} c_r(\omega) + \bar{D}_{r-1}(\pi_1(\omega), \dots, \pi_{r-1}(\omega))\omega &= \frac{\partial \pi_{r-1}(\omega)}{\partial \omega} s(\omega) \end{aligned} \quad (3.53)$$

$$\bar{h}(\pi_1(\omega), \dots, \pi_{r-1}(\omega), c_r(\omega)) + q(\omega) = 0 \quad (3.54)$$

con $i = 1, \dots, r-2$, entonces el PRMD tiene solución.

La prueba es similar a la prueba de la proposición 1. Notar que en el caso lineal las condiciones (3.53) y (3.54) son reducidas al conjunto ecuaciones lineales matriciales.

3.5 Caso especial: la salida del sistema es el primer estado.

Consideremos el sistema (3.30), con la salida

$$y = x_1$$

donde $x_1 \in R^{n_1}$. Dentro de cada bloque del sistema (3.30) el vector x_{i+1} es considerado como el vector de control ficticio o cuasicontrol y

$$\text{rango } B_i = n_i, \quad \forall \tilde{x} \in R^n \quad (3.55)$$

Los enteros $(n_1, n_2, \dots, n_i, \dots, n_r)$ definen la estructura del sistema (3.30) y en este caso especial asumimos que

$$n_1 = n_2 = \dots = n_r = m. \quad (3.56)$$

Paso 1a. Aplicando el procedimiento visto en la sección previa, definimos el error de control

$$\hat{z}_1 = x_1 - q(\omega) := \hat{\alpha}_1(x_1, \omega). \quad (3.57)$$

Luego se obtiene su derivada

$$\begin{aligned} \dot{\hat{z}}_1 &= \dot{x}_1 - \frac{\partial q(\omega)}{\partial \omega} \dot{\omega} \\ &= f_1(x_1) + B_1(x_1)x_2 + \hat{d}_1(x_1, \omega) \end{aligned}$$

donde $\widehat{d}_1(x_1, \omega) = D_1(x_1)\omega - \frac{\partial q(\omega)}{\partial \omega} s(\omega)$.

Ahora, aplicamos la hipótesis (3.56) en (3.34) y asumimos que existe una matriz inversa B_1^{-1} entonces

$$x_2 = \widehat{x}_2^c(x_1, \omega) + B_1^{-1}(x_1) [-k_1 \widehat{z}_1 + \widehat{z}_2] \quad (3.58)$$

donde \widehat{z}_2 es un vector de $n_1 \times 1$ nuevas variables, k_1 es un escalar positivo y \widehat{x}_2^c es calculada desde la ecuación $\dot{\widehat{z}}_1 = 0$ a través de las trayectorias del primer bloque de (3.30) llamada

$$\widehat{x}_2^c(x_1, \omega) = -B_1^{-1}(x_1)f_1(x_1) - B_1^{-1}(x_1)\widehat{d}_1(x_1, \omega). \quad (3.59)$$

El primer bloque transformado con nuevas coordenadas \widehat{z}_1 , \widehat{z}_2 y entrada (3.58) y (3.59) tiene la forma

$$\dot{\widehat{z}}_1 = -k_1 \widehat{z}_1 + \widehat{z}_2. \quad (3.60)$$

Por hipótesis (3.56) el rango $B_1(x_1) = m$, entonces la variable \widehat{z}_2 se puede despejar de (3.58) y (3.59), así se obtiene

$$\widehat{z}_2 = f_1(x_1) + B_1(x_1)x_2 + \widehat{d}_1(x_1, \omega) + k_1 \widehat{z}_1 := \widehat{\alpha}_2(x_1, x_2, \omega). \quad (3.61)$$

Paso 2a. Tomando la derivada de (3.61) a través de las trayectorias del sistema (3.30) se genera:

$$\dot{\widehat{z}}_2 = \widehat{f}_2(x_1, x_2) + \widehat{B}_2(x_1, x_2)x_3 + \widehat{d}_2(x_1, x_2, \omega) \quad (3.62)$$

donde $\widehat{f}_2 = \frac{\partial \widehat{\alpha}_2}{\partial x_1} (f_1(x_1) + B_1(x_1)x_2) + \frac{\partial \widehat{\alpha}_2}{\partial x_2} f_2$, $\widehat{B}_2 = B_1 B_2$, $\widehat{d}_2 = \frac{\partial \widehat{\alpha}_2}{\partial x_1} D_1 \omega + \frac{\partial \widehat{\alpha}_2}{\partial x_2} D_2 \omega + \frac{\partial \widehat{\alpha}_2}{\partial \omega} s(\omega)$.

Notar que el rango $B_1 = n_2 = m$. Como en el primer paso, el vector de entrada ficticio x_3 en (3.62) se escoge de manera similar a (3.58) y (3.59)

$$x_3 = \widehat{x}_3^c(x_1, x_2, \omega) - \widehat{B}_2^{-1}(x_1, x_2) [-k_2 \widehat{z}_2 + \widehat{z}_3] \quad (3.63)$$

donde \widehat{z}_3 es un vector de $n_3 \times 1$ nuevas variables, k_2 es un escalar positivo y de nuevo x_3^c es encontrada desde la ecuación $\dot{\widehat{z}}_2 = 0$ (3.62) siendo sin duda

$$\widehat{x}_3^c(x_1, x_2, \omega) = -\widehat{B}_2^{-1}(x_1, x_2)\widehat{f}_2(x_1, x_2) - \widehat{B}_2^{-1}\widehat{d}_2(x_1, x_2, \omega). \quad (3.64)$$

Así la ecuación (3.62) con (3.63) y (3.64) toman la misma forma de la ecuación (3.60) llamándola

$$\dot{\widehat{z}}_2 = -k_2 \widehat{z}_2 + \widehat{z}_3. \quad (3.65)$$

Como en el primer paso, la variable \widehat{z}_3 se puede obtener despejándola de (3.63) como

$$\widehat{z}_3 = \widehat{f}_2(x_1, x_2) + \widehat{B}_2(x_1, x_2)x_3 + \widehat{d}_2(x_1, x_2, \omega) + k_2 \widehat{z}_2 := \widehat{\alpha}_3(x_1, x_2, x_3, \omega) \quad (3.66)$$

con el rango de $\widehat{B}_2 = n_3 = m$.

Este procedimiento se puede ejecutar de manera iterativa obteniendo en el i -ésimo paso,

$$x_{i+1} = \widehat{x}_{i+1}^c(x_1, x_2, \dots, x_i, \omega) + \widehat{B}_i^{-1}(x_1, x_2, \dots, x_i)[-k_i \widehat{z}_i + \widehat{z}_{i+1}] \quad (3.67)$$

con

$$\widehat{x}_{i+1}^c = -\widehat{B}_i^{-1}(x_1, x_2, \dots, x_i)\widehat{f}_i(x_1, x_2, \dots, x_i) - \widehat{B}_i^{-1}\widehat{d}_i(x_1, x_2, \dots, x_i, \omega) \quad (3.68)$$

donde $i = 3, \dots, r-1$, y \widehat{B}_i^{-1} denota la pseudo inversa derecha de \widehat{B}_i y

$$\widehat{B}_i = \widehat{B}_{i-1}B_i.$$

Las variables \widehat{z}_i obtenidas por este procedimiento forman una transformación no lineal de las variables de estado y está dada por

$$\begin{aligned} \widehat{z}_1 &= x_1 - q(\omega) := \alpha_1(x_1, \omega) \\ \widehat{z}_2 &= \widehat{B}_2(x_1)x_2 + [f_1(x_1) + k_1\widehat{z}_1] + D_1(x_1, \omega) := \alpha_2(x_1, x_2, \omega) \\ &\vdots \\ \widehat{z}_{i+1} &= \widehat{B}_{i+1}(x_1, \dots, x_i)x_{i+1} + [\widehat{f}_i(x_1, \dots, x_i) + k_i\widehat{z}_i] + \widehat{d}_i(x_1, \dots, x_i, \omega) := \alpha_{i+1}(x_1, \dots, x_{i+1}, \omega), \end{aligned} \quad (3.69)$$

con $i = 3, \dots, r-1$, donde \widehat{z}_i es un $n_i \times 1$ vector de nuevas variables, k_i es un escalar positivo, $\widehat{B}_{i+1} = [\widehat{B}_i B_{i+1}]$. De esta manera, el sistema (3.30) se puede representar en las coordenadas transformadas de la forma

$$\begin{aligned} \dot{\widehat{z}}_1 &= -k_1\widehat{z}_1 + \widehat{z}_2 \\ &\vdots \\ \dot{\widehat{z}}_i &= -k_i\widehat{z}_i + \widehat{z}_{i+1}, \quad i = 2, \dots, r-1 \\ &\vdots \\ \dot{\widehat{z}}_r &= \widehat{f}_r(\widehat{z}) + \widehat{B}_r(\widehat{z})u + \widehat{d}_r(\widehat{z}, \omega) \end{aligned} \quad (3.70)$$

donde $\widehat{z} = (\widehat{z}_1, \dots, \widehat{z}_r)^T$ con $\widehat{f}_r = \sum_{i=1}^{r-1} \left[\frac{\partial \alpha_r}{\partial \widehat{z}_i} \dot{\widehat{z}}_i + \frac{\partial \alpha_r}{\partial x_i} \dot{x}_i \right]$, y $\widehat{B}_r = \widehat{B}_{r-1}B_r$.

3.5.1 Diseño de retroalimentación discontinua para el caso especial

Una elección natural de una función de conmutación σ para el sistema obtenido en (3.70) es la utilización de la expresión para la variable z_r en (3.69):

$$\begin{aligned} \sigma &= \alpha_r(x_1, \dots, x_r, \omega) \\ &= B_r(\widehat{x}_1, \dots, \widehat{x}_{r-1})x_r + [\widehat{f}_{r-1}(\widehat{x}_1, \dots, \widehat{x}_{r-1}) + k_{r-1}\widehat{x}_{r-1}] + \widehat{d}_r(x_1, \dots, x_r, \omega) \end{aligned} \quad (3.71)$$

Para generar el movimiento deslizante en (3.70), escogemos la siguiente ley de control combinada

$$u = u_{eq} - k_r \widehat{B}_r^{-1}(\widehat{z}) \text{sign}(\sigma) \quad (3.72)$$

donde $k_r > 0$ y u_{eq} es el control equivalente escogido para cancelar los términos no lineales conocidos en la ecuación (3.70), calculado de la ecuación $\widehat{z}_r = 0$ como

$$u_{eq} = -\widehat{B}_r^{-1}(\widehat{z})[\widehat{f}_r + \widehat{d}_r(\widehat{z})\omega]. \quad (3.73)$$

Sustituyendo (3.72) y (3.73) en (3.70) produce

$$\dot{\sigma} = -k_r \text{sign}(\sigma) \quad (3.74)$$

que garantiza un modo deslizante sobre la variedad $\sigma = 0$ en el sistema de lazo cerrado (3.70), (3.72) y (3.73) en un tiempo finito. Entonces, la dinámica deslizante para este caso especial está descrita por el sistema cuasilineal de orden $(n - m)$, que es invariante a perturbaciones

$$\begin{aligned} \dot{\widehat{z}}_1 &= -k_1 \widehat{z}_1 + \widehat{z}_2 \\ &\vdots \\ \dot{\widehat{z}}_i &= -k_i \widehat{z}_i + \widehat{z}_{i+1}, \quad i = 2, \dots, r-2 \\ &\vdots \\ \dot{\widehat{z}}_{r-1} &= -k_{r-1} \widehat{z}_{r-1}. \end{aligned} \quad (3.75)$$

Si $k_i > 0$, entonces el sistema (3.75) es exponencialmente estable y el error de seguimiento tiende a cero

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \widehat{z}_1(t) = 0, \quad \widehat{z}_1 = e = y - q(\omega) \quad (3.76)$$

Capítulo 4

Diseño del control

4.1 Control por bloques del motor de combustión interna

En la figura 4.1 se muestra un diagrama a bloques del controlador completo que se pretende diseñar.

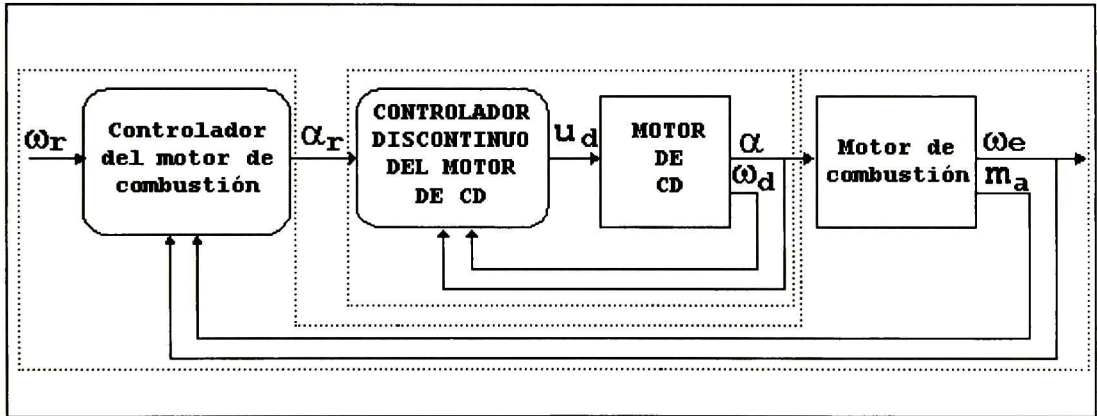


Figura 4.1: Diagrama a bloques del controlador completo del motor de combustión.

Como se puede ver en el diagrama, se tienen dos lazos cerrados, el lazo cerrado interno es para controlar la posición del motor de corriente directa α , que a su vez es la entrada de control para el motor de combustión interna. Así el lazo cerrado externo proporciona la salida α_r que sirve como señal de referencia para el lazo interno. Suponemos que la dinámica del lazo cerrado interno es muy rápida por lo tanto podemos asumir que $\dot{\alpha}_r = 0$. Primero se resolverá el lazo externo, luego el interno y finalmente se presentará el controlador completo.

Nuestro modelo del motor de combustión interna es el siguiente:

$$\dot{\omega}_e = \frac{c_T c_e}{J_e} (r_1 \omega_e + r_2) m_a - \frac{1}{J_e} (d_1 \omega_e + d_2) - \frac{T_a}{J_e} \quad (4.1)$$

$$\dot{m}_a = -c_e (r_1 \omega_e + r_2) m_a \omega_e + MAX(PRI)TC(\alpha) \quad (4.2)$$

donde $c_T, c_e, r_1, r_2, d_1, d_2, J_e, T_a$, y MAX son parámetros constantes y conocidos del motor. PRI es una función conocida y depende del tiempo. El modelo tiene dos estados, ω_e que es la velocidad angular del eje del motor y m_a que es la masa de aire que se encuentra dentro del múltiple de admisión. La entrada de control del motor de combustión interna es α que es el ángulo de la abertura de la válvula del acelerador. Como se puede observar en este modelo solamente se han tomado los dos términos de menor grado de la ecuación que describe a la variable η_{vol} esto con el fin de simplificar cálculos y para presentar el modelo en la forma regular. Como actuador para controlar el ángulo de la abertura de la válvula del acelerador se va a utilizar un motor de corriente directa acondicionado al acelerador.

En la figura 4.2 se muestra un diagrama a bloques del lazo cerrado externo independiente del lazo cerrado interno al que llamaremos ley de control maestra. Este lazo cerrado tiene como señal de referencia a la trayectoria ω_r y como salida a la variable α , la cual se va a utilizar más adelante como señal de referencia para controlar la posición del actuador como se indica en el figura 4.1 bajo el nombre de α_r .

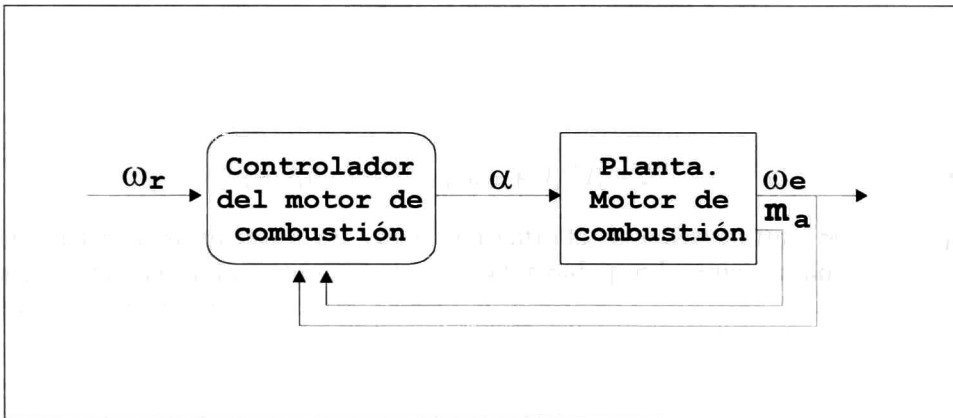


Figura 4.2: Diagrama a bloques de la Ley de Control Maestra del Motor de Combustión

Se desea controlar la velocidad angular ω_e , del eje del cigueñal del motor de combustión así que definimos el error de control z_1 como

$$z_1 = \omega_r - \omega_e \quad (4.3)$$

donde ω_r es la velocidad angular de referencia del motor. De lo anterior también se puede despejar ω_e para dejarlo en términos de z_1 y ω_r , el cálculo sería el siguiente

$$\omega_e = \omega_r - z_1 \quad (4.4)$$

Las ecuaciones (4.1) y (4.2) tienen la forma no lineal controlable por bloques, para visualizar mejor esto se agrupan términos de la siguiente forma

$$\dot{\omega}_e = f_1(\omega_e) - f_2(\omega_e)m_a + J_e^{-1}T_a \quad (4.5)$$

$$\dot{m}_a = -f_3(\omega_e)m_a + f_4(t) \cdot v(\alpha) \quad (4.6)$$

$$\dot{T}_a = 0 \quad (4.7)$$

donde

$$f_1(\omega_e) = \dot{\omega}_r + \frac{1}{J_e} [d_1(\omega_e) + d_2] \quad (4.8)$$

$$f_2(\omega_e) = \frac{c_T c_e}{J_e} [r_1(\omega_e) + r_2] \quad (4.9)$$

$$f_3(\omega_e) = c_e [r_1(\omega_e) + r_2](\omega_e) \quad (4.10)$$

$$f_4(t) = MAX(PRI) \quad (4.11)$$

Nota: Suponemos que la presión en el múltiple de admisión, P_m , se puede medir. Entonces $f_4(t)$ es una función conocida que depende del tiempo.

En el sistema (4.6) se observa que m_a es una entrada de cuasicontrol para la primera ecuación y la variable $v(\alpha)$ en la segunda ecuación es la variable de control. De acuerdo con la técnica de control por bloques el procedimiento de diseño consiste de 2 pasos.

Paso 1. En el primer paso se define el error de velocidad como

$$z_1 = \omega_r - \omega_e := \alpha_1(\omega_e, \omega_r)$$

y se obtiene su derivada

$$\dot{z}_1 = f_1(\omega_e) - f_2(\omega_e)m_a + J_e^{-1}T_a + \dot{\omega}_r \quad (4.12)$$

De esta ecuación se utiliza a m_a como una entrada de cuasicontrol. Se desea que el control asigne una nueva dinámica conocida caracterizada por la ecuación lineal $-k_1 z_1 + z_2$. Esta nueva dinámica sería

$$\dot{z}_1 = -k_1 z_1 + z_2. \quad (4.13)$$

Entonces se pueden igualar las ecuaciones (4.12) y (4.13)

$$f_1(\omega_e) - f_2(\omega_e)m_a + J_e^{-1}T_a + \omega_r = -k_1 z_1 + z_2 \quad (4.14)$$

y se despeja la entrada de cuasicontrol x_2 , la cual se divide en dos componentes

$$m_a = (m_a)_{com} + f_2^{-1}(\omega_e)(k_1 z_1 - z_2), \quad k_1 > 0. \quad (4.15)$$

El primer componente $(m_a)_{com}$ se agrega para compensar los términos no lineales en la primera ecuación del sistema (4.6) y se calcula como la solución de la ecuación $\dot{z}_1 = 0$ a lo largo de las trayectorias del sistema (4.6):

$$(m_a)_{com} = f_2^{-1}(\omega_e) [f_1(\omega_e) + J_e^{-1}T_a + \dot{\omega}_r] \quad (4.16)$$

El segundo componente en (4.15) asigna la dinámica que se desea $-k_1 z_1 + z_2$. Se despeja z_2 de (4.15) y (4.16) y se obtiene

$$z_2 = f_1(\omega_e) + k_1 z_1 - f_2(\omega_e)x_2 + J_e^{-1}T_a + \dot{\omega}_r := \hat{\alpha}_2(x_1, x_2, \omega_r). \quad (4.17)$$

Después de esta transformación el sistema (4.6), es cuasilineal en los términos de las nuevas variables z_1 y z_2 .

Ahora se obtiene la derivada con respecto del tiempo de (4.17)

$$\dot{z}_2 = \bar{f}_1(\omega_e) + k_1 \dot{z}_1 - \bar{f}_2(\omega_e)x_2 - f_2(\omega_e)\dot{x}_2 + J_e^{-1}\dot{T}_a + \ddot{\omega}_r \quad (4.18)$$

donde

$$\bar{f}_1(\omega_e) = \frac{d_1}{J_e} \omega_e \quad (4.19)$$

$$\bar{f}_2(\omega_e) = \frac{c_T c_e r_1}{J_e} \dot{\omega}_e \quad (4.20)$$

$$f_2(\omega_e)\dot{m}_a = -f_2(\omega_e)f_3(\omega_e)m_a + f_2(\omega_e)f_4(t) \cdot v(\alpha). \quad (4.21)$$

Sustituyendo las ecuaciones anteriores en (4.18) nos queda

$$\dot{z}_2 = \bar{f}_1(\omega_e) - \bar{f}_2(\omega_e)m_a + f_2(\omega_e)f_3(\omega_e)m_a - f_2(\omega_e)f_4(t) \cdot v(\alpha) + k_1 \dot{z}_1 + \frac{\dot{T}_a}{J_e} + \ddot{\omega}_r \quad (4.22)$$

donde

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 = & \frac{d_1}{J_e} \omega_e - \frac{c_T c_e r_1}{J_e} \omega_e m_a + f_2(\omega_e)f_3(\omega_e)m_a - \\ & - f_2(\omega_e)f_4(t)v(\alpha) + k_1 \dot{z}_1 + \frac{\dot{T}_a}{J_e} + \ddot{\omega}_r \end{aligned} \quad (4.23)$$

sustituimos también la ecuación (4.15) en la anterior

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 = & \frac{d_1}{J_e} \dot{\omega}_e + \left[\frac{c_T c_e r_1}{J_e} \dot{\omega}_e + f_2 f_3 \right] \left[f_2^{-1} \left(f_1 + \frac{T_a}{J_e} + k_1 z_1 - z_2 \right) \right] - \\ & - f_2 f_4(t)v(\alpha) + k_1 \dot{z}_1 + \frac{\dot{T}_a}{J_e} + \ddot{\omega}_r \end{aligned} \quad (4.24)$$

El sistema cuasilineal transformado queda de la siguiente forma

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= -k_1 z_1 + z_2 \\ \dot{z}_2 &= f_z(\omega_e, m_a, T_a) - \bar{f}_4(\omega_e, t)v(\alpha) \\ \dot{T}_a &= 0 \end{aligned} \quad (4.25)$$

donde

$$f_z(\omega_e, m_a, T_a) = \bar{f}_1(\omega_e) - \bar{f}_2(\omega_e)m_a + f_2(\omega_e)f_3(\omega_e)m_a + k_1 \dot{z}_1 + \frac{\dot{T}_a}{J_e}. \quad (4.26)$$

$$\bar{f}_4(\omega_e, t) = f_2(\omega_e)f_4(t). \quad (4.27)$$

Paso 2. En el segundo paso, la entrada $v(\alpha)$ en la segunda ecuación del sistema (4.25) se elige como el cuasicontrol (4.15). También consiste de 2 componentes

$$v(\alpha) = v_{com} + (\bar{f}_4)^{-1}(k_2 z_2), \quad k_2 > 0. \quad (4.28)$$

Los componentes agregados v_{com} compensan los términos no lineales en el sistema (4.25) y se puede calcular como solución de la ecuación $\dot{z}_2 = 0$ a lo largo de las trayectorias del sistema (4.25), de la siguiente forma:

$$v_{com} = (\bar{f}_4)^{-1} f_z(\omega_e, m_a, T_a). \quad (4.29)$$

El segundo componente introduce la nueva dinámica como $-k_2 z_2$, al sistema en lazo cerrado. Los cálculos para dejar $v(\alpha)$ en términos de las variables z_1 y z_2 son los siguientes

$$v(\alpha) = \left(\frac{1}{f_2 f_4(t)} \right) \left(\ddot{\omega}_r + \frac{d_1}{J_e} (\dot{\omega}_e) + k_1 \dot{z}_1 - \frac{c_T c_e r_1}{J_e} (\dot{\omega}_e) m_a + f_2 f_3 m_a + \frac{\dot{T}_a}{J_e} \right) + \left(\frac{1}{f_2 f_4(t)} \right) (k_2 z_2). \quad (4.30)$$

Así el sistema (4.25) se convierte en el siguiente sistema lineal

$$\dot{z}_1 = -k_1 z_1 + z_2 \quad (4.31)$$

$$\dot{z}_2 = -k_2 z_2 \quad (4.32)$$

donde los eigenvalores k_1 y $k_2 > 0$ se eligen como se desee.

Ley de control maestra. Usando las funciones dadas por (4.31) y (4.32), el ángulo de referencia del actuador, α_r , en vista de la expresión (2.3), se puede calcular como una función no lineal de nuevas variables z_1 , z_2 y T_a

$$\alpha_r = \frac{1}{b_1} \left[\arccos(1 - (\bar{f}_4)^{-1}(f_z(\omega_e, m_a, T_a) + k_2 z_2)) + b_2 \right] \quad (4.33)$$

esta es la señal de entrada de referencia producida por el controlador maestro que se utilizará para el lazo interno en la figura del controlador completo. En el procedimiento anterior se aplicó una linealización por bloques y una retroalimentación de estado.

El exosistema sistema a seguir es el siguiente

$$\omega_r = 300 \cos(t) + 400 \quad (4.34)$$

su primer derivada es

$$\dot{\omega}_r = -300\text{sen}(t) \quad (4.35)$$

y la segunda derivada queda como

$$\ddot{\omega}_r = -300\text{cos}(t). \quad (4.36)$$

Las ecuaciones anteriores se sustituyen en (4.33) para realizar la simulación del sistema.

4.1.1 Simulación de la ley de control maestra del motor de combustión

Para llevar a cabo esta simulación se utilizará como planta el modelo matemático del motor de combustión obtenido en el capítulo 2, ecuaciones (2.19) y (2.20). La señal de entrada a la planta es una señal de tipo senoidal con amplitud igual a 300 rad/s y frecuencia de 0.16 Hz. Las simulaciones son para ver el comportamiento del sistema controlado mediante el controlador que se obtuvo de la aplicación de la técnica de control por bloques para obtener la velocidad de referencia del eje del rotor del motor de combustión interna.

En las gráficas 8, 9, 10 y 11 se muestra el comportamiento de la planta usando la entrada α como entrada de cuasicontrol. En la gráfica 8 se muestra el seguimiento de la trayectoria de la velocidad del motor de combustión sin el actuador conectado. El seguimiento de la trayectoria senoidal por parte del motor presenta un buen comportamiento, así en la gráfica 9 se tiene el error en el seguimiento, el error es prácticamente cero con una tolerancia de 4 rad/seg. Este error se puede considerar despreciable. En la gráfica 10 se presenta la señal de salida del controlador por bloques α_r y en la gráfica 11 se muestra el comportamiento de la masa de aire.

El error tiende a cero en muy poco tiempo, la respuesta del motor se puede considerar lenta comparada con la respuesta del motor de DC (ver curvas del motor de DC en el capítulo 2). A continuación esta ley de control maestra se utilizará para que sea la posición de referencia para el actuador. El actuador se controlará por separado como se mencionó antes.

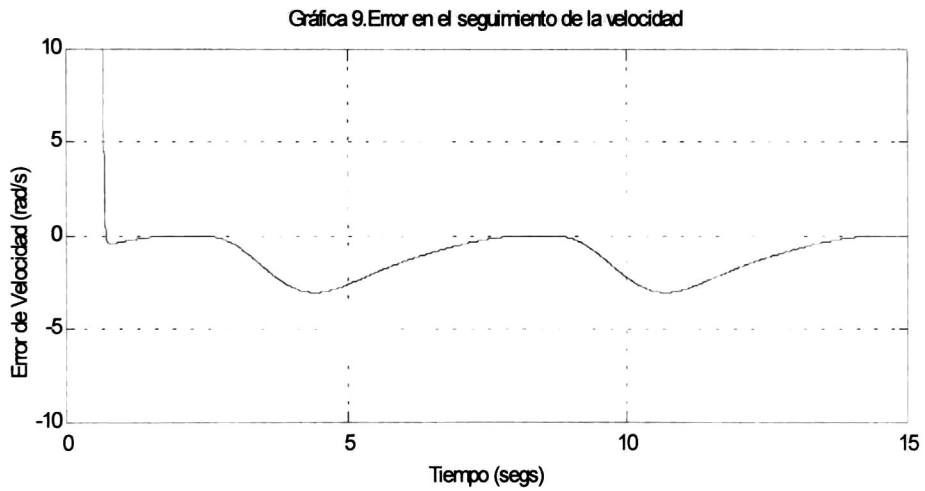
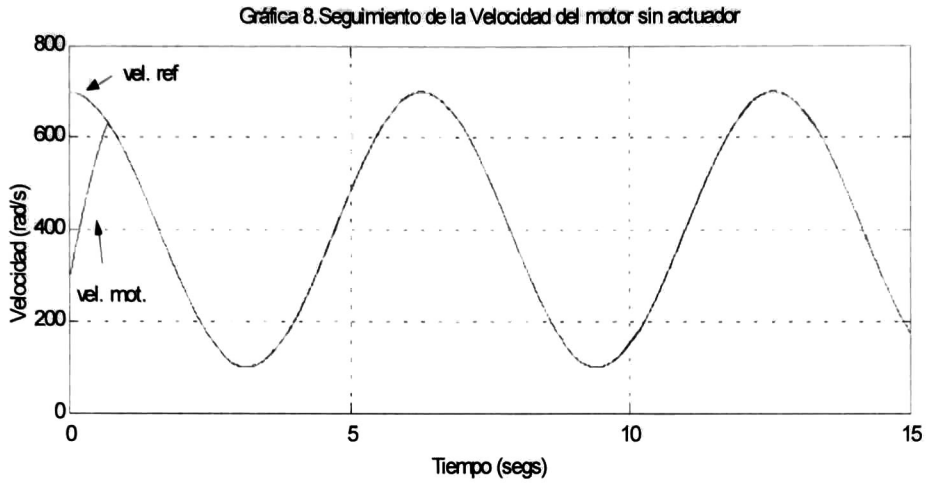


Figura 4.3:

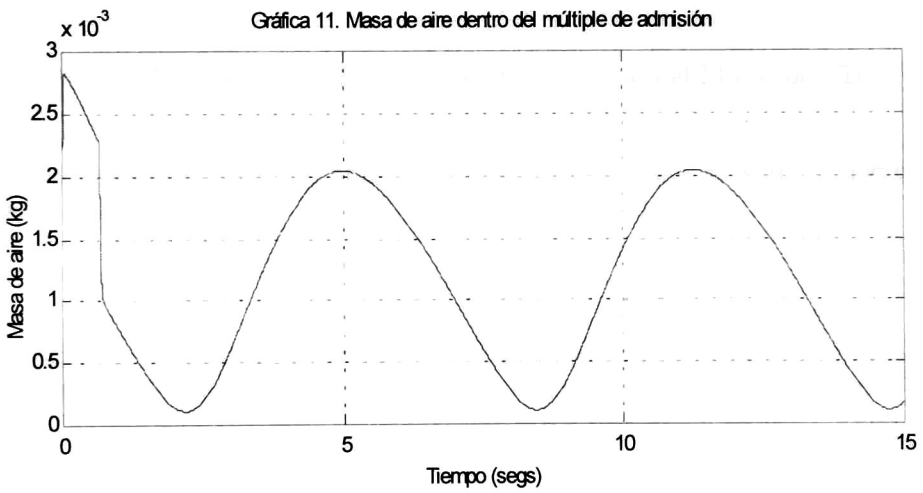
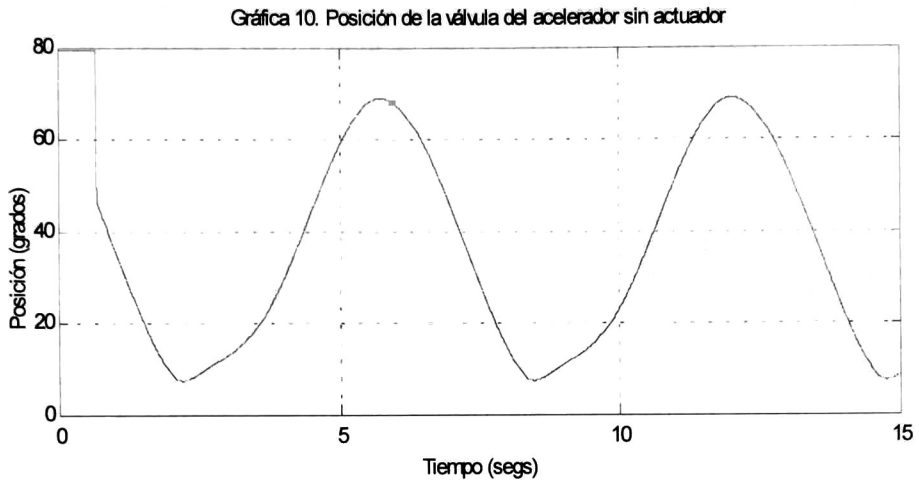


Figura 4.4:

4.2 Control por modos deslizantes del motor de corriente directa

La figura 4.5 muestra el diagrama a bloques del controlador que se pretende diseñar en esta sección, este diagrama corresponde al lazo interno de la figura 4.1.

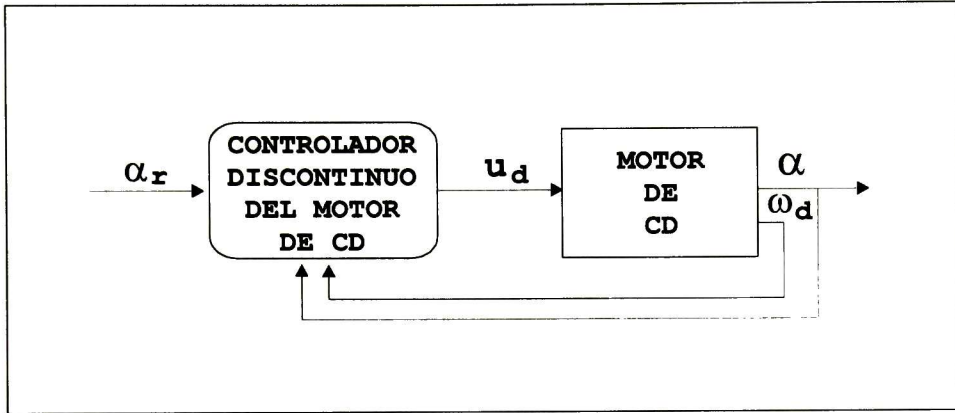


Figura 4.5: Diagrama a bloques del lazo cerrado del Motor de CD.

De las ecuaciones del modelo completo (2.28),(2.29) y (2.30) se asumirá que el valor de la constante de tiempo,

$$\tau_{cd} = \frac{L_d}{R_d} \approx 0$$

es muy pequeña y aplicamos la técnica de sistemas con perturbaciones singulares [28] para obtener el modelo de orden reducido, por lo que la ecuación (2.30) se puede igualar a cero

$$0 = -R_d i_d - k_d \omega_d + u_d \quad (4.37)$$

se despeja la corriente

$$i_d = -\frac{k_d}{R_d} \omega_d + \frac{1}{R_d} u_d \quad (4.38)$$

y se sustituye en (2.29), el cálculo es el siguiente

$$J_d \dot{\omega}_d = -\frac{k_d^2}{R_d} \omega_d + \frac{k_d}{R_d} u_d - T_{Ld}. \quad (4.39)$$

El modelo reducido 1 queda como sigue

$$\dot{\alpha} = \omega_d \quad (4.40)$$

$$J_d \dot{\omega}_d = -\frac{k_d^2}{R_d} \omega_d + \frac{k_d}{R_d} u_d - T_{Ld}. \quad (4.41)$$

Utilizando la técnica del control por bloques visto en la sección de teoría se puede encontrar una superficie deslizante (σ) para el sistema formado por (4.40), (4.41). Se desea controlar la posición del eje del rotor del motor de CD, α . Entonces definimos el error de posición como

$$y_1 = \alpha_r - \alpha. \quad (4.42)$$

donde α_r es una señal de referencia. Ahora tomamos su derivada

$$\dot{y}_1 = \dot{\alpha}_r - \dot{\alpha} \quad (4.43)$$

Se asumirá que la dinámica del motor de corriente directa es mucho más rápida que la dinámica de la señal de referencia, i.e. $\dot{\alpha}_r = 0$, también se asumirá que la $T_{Ld} = 0$

$$\dot{y}_1 = 0 - \omega_d \quad (4.44)$$

Agregamos la dinámica deseada para (4.43)

$$\dot{y}_1 = -\omega_d = -c_1 y_1 + \sigma \quad (4.45)$$

$$\omega_d = c_1 y_1 - \sigma \quad (4.46)$$

donde la función σ está definida como

$$\sigma = c_1 y_1 - \omega_d \quad (4.47)$$

y c_1 es una constante que se debe elegir para tener estabilidad. Ahora se deriva (4.47)

$$\dot{\sigma} = c_1 \dot{y}_1 - \dot{\omega}_d \quad (4.48)$$

y se sustituye (4.41), obtenemos

$$\dot{\sigma} = c_1 \dot{y}_1 - \frac{k_d^2}{J_d R_d} \omega_d - \frac{T_{Ld}}{J_d} + \frac{k_d}{J_d R_d} u_d \quad (4.49)$$

La acción de control discontinua nos queda como

$$u_d = U_o \text{sign}(\sigma) \quad (4.50)$$

la cual bajo la siguiente condición

$$U_o \geq \left| \frac{J_d R_d}{k_d} \left(c_1 \dot{y}_1 + \frac{k_d^2}{J_d R_d} \omega_d + \frac{T_{Ld}}{J_d} \right) \right| \quad (4.51)$$

obtenida de $\dot{\sigma} = 0$ induce un modo deslizante en la variedad dada por $\sigma = 0$.

La ecuación final del controlador para simulación queda de la siguiente forma

$$u_d = U_o \text{sign}(c_1 y_1 - \omega_d) \quad (4.52)$$

La dinámica en el modo deslizante está gobernada por la ecuación

$$\dot{y}_1 = -c_1 y_1 \quad (4.53)$$

donde el eigenvalor c_1 puede ser seleccionado $c_1 > 0$ tal que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y_1(t) = 0$$

4.2.1 Simulación del motor de corriente directa en lazo cerrado

Las gráficas 12, 13, 14 y 15 muestran las simulaciones del control por modos deslizantes del motor de CD. En la gráfica 12 se muestra la posición de referencia del motor de CD y la posición real con el control por modos deslizantes activado. El error entre las dos señales se presenta en la gráfica 13. Se puede observar que la dinámica del motor de DC muy rápida, llegó de la posición 0 a la posición máxima 90° en menos de 100 milisegundos. Comparando esta respuesta con la gráfica 1 que muestra el comportamiento natural de la planta, es claro que el motor de CD tiene una dinámica mucho más rápida que el motor de combustión, por lo que podemos asumir que la señal de referencia generada por la Ley de Control Maestra que se muestra en la gráfica 10 es una constante si la usamos como señal de referencia para posicionar el ángulo del eje del rotor del motor de CD. La ganancia $c_1 = 75$. La gráfica 14 presenta la señal de salida del controlador discontinuo que es la diferencial de potencial aplicado a la armadura del motor. En la gráfica 15 se observa el comportamiento de la corriente al estar actuando el controlador discontinuo.

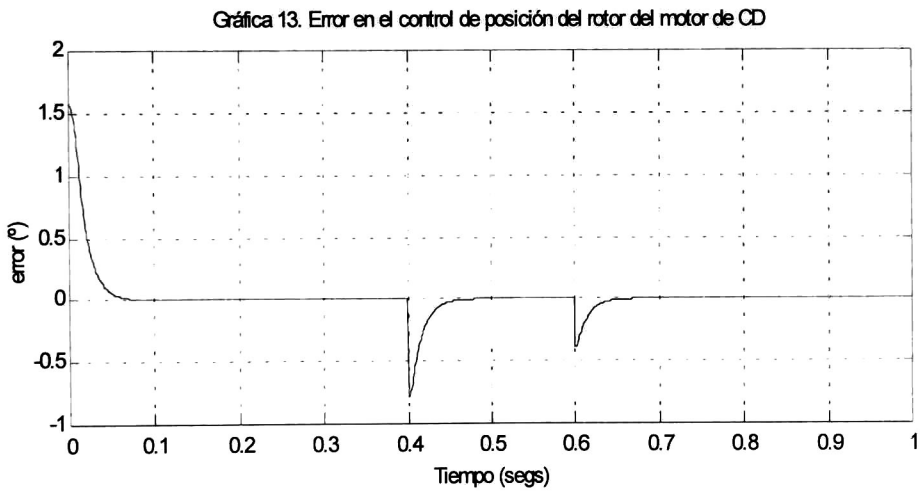
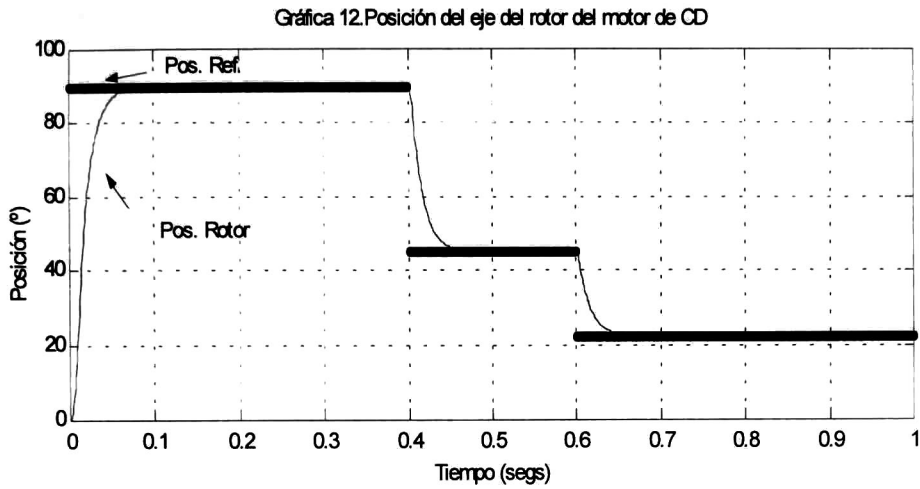


Figura 4.6:

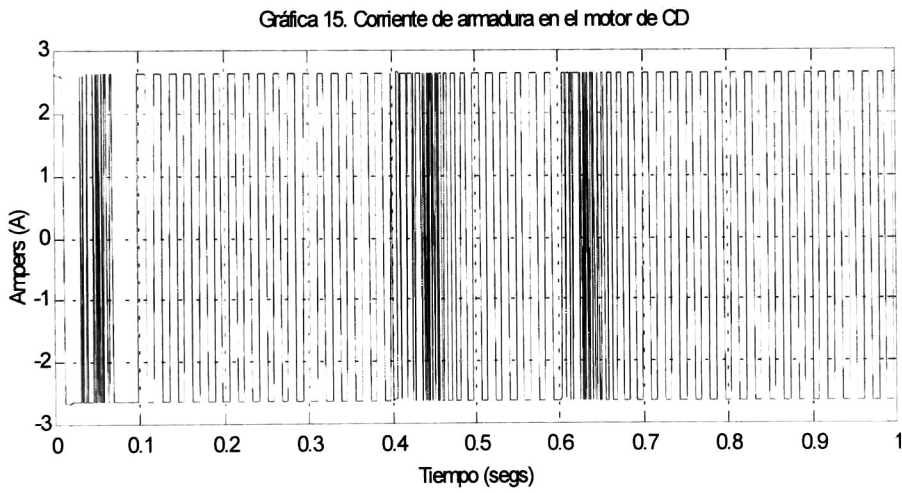
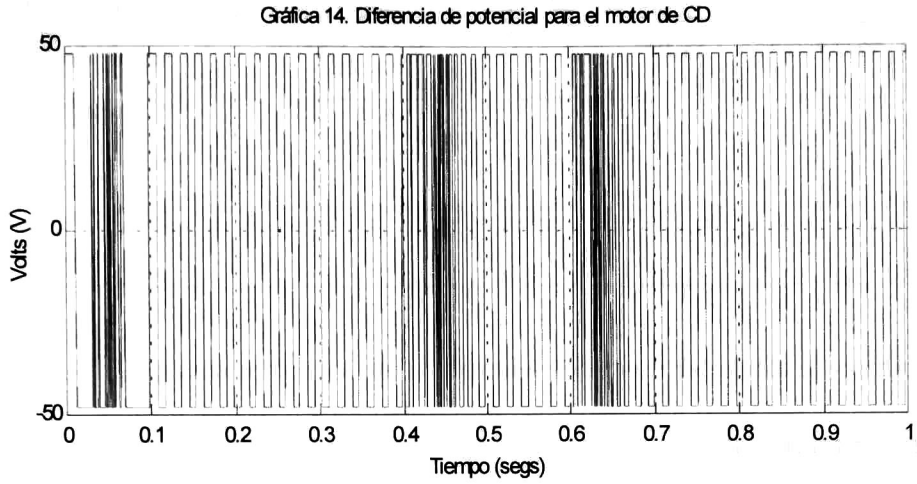


Figura 4.7:

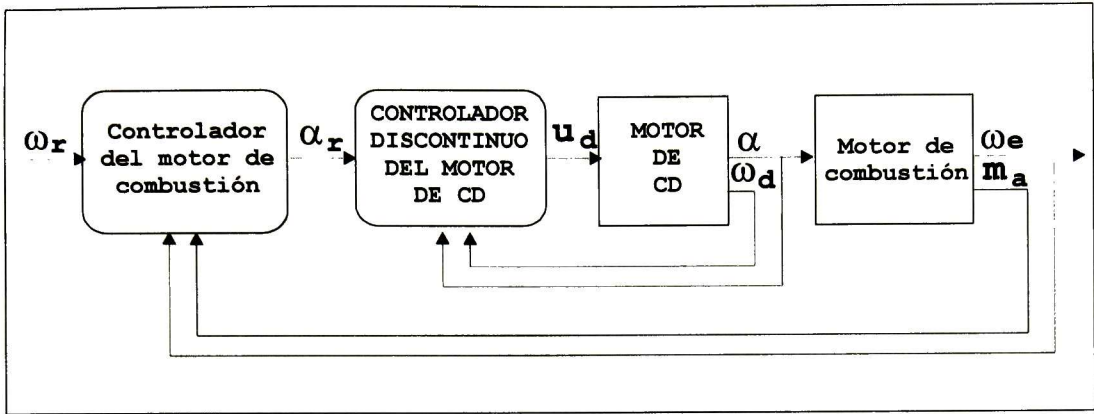


Figura 4.8: Diagrama a bloques del controlador completo del motor de combustión

4.3 Simulación del motor de combustión interna con el acelerador actuado

La figura (4.8) muestra el esquema del controlador completo para el motor de combustión interna. En la figura se puede observar como se hace un lazo interno por modos deslizantes para controlar la posición el motor de corriente directa, mientras que el lazo externo obtenido de un control por bloques genera la señal para el ángulo α que sirve como señal de referencia (α_r) para el controlador por modos deslizantes del motor de corriente directa que está conectado a la válvula del acelerador.

Para la simulación del sistema descrito por la figura 4.8 se utilizaron los resultados de las 2 secciones anteriores. En las gráficas 16, 17, 18, 19, 20 y 21 se presentan los resultados de la simulación.

La gráfica 16 muestra la señal de referencia senoidal que se desea seguir y al mismo tiempo muestra la señal de la velocidad real del motor de combustión, se puede observar que el seguimiento es muy preciso, se tiene error casi de cero con una tolerancia de 4 rad/seg como se puede apreciar en la gráfica 17. La señal de salida del controlador de la ley maestra se muestra en la gráfica 18. Aquí se puede notar un pequeño movimiento de alta frecuencia en la señal de referencia α_r al momento en que la velocidad real del motor alcanza a la señal de referencia pero luego sigue de forma suave. Esa variación en la señal de referencia no afecta en nada al comportamiento del sistema controlado y esto lo podemos comprobar comparando las señales de error de las gráficas 9 y 17, se puede ver que son muy semejantes. Esto también nos demuestra que la suposición que hicimos de que la dinámica del motor de combustión es muy lenta y se puede considerar constante desde el punto de vista de tomarla como referencia para controlar el motor de CD. El error en el seguimiento de la trayectoria del ángulo de la válvula del acelerador se muestra en la gráfica 19 es prácticamente cero una vez que el sistema alcanzó a la trayectoria. Las gráficas 20 y 21 muestran la diferencia de potencial aplicada a la armadura (señal de control para el motor de cd) y el comportamiento de la corriente de armadura respectivamente.

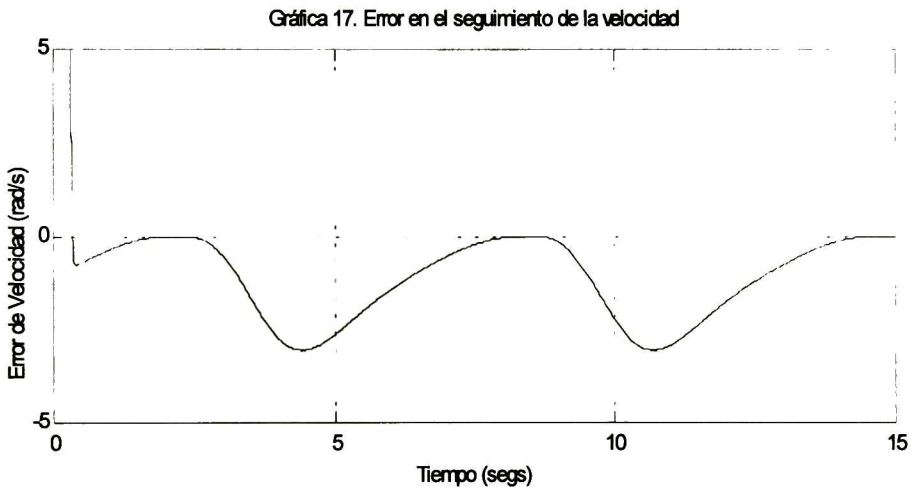
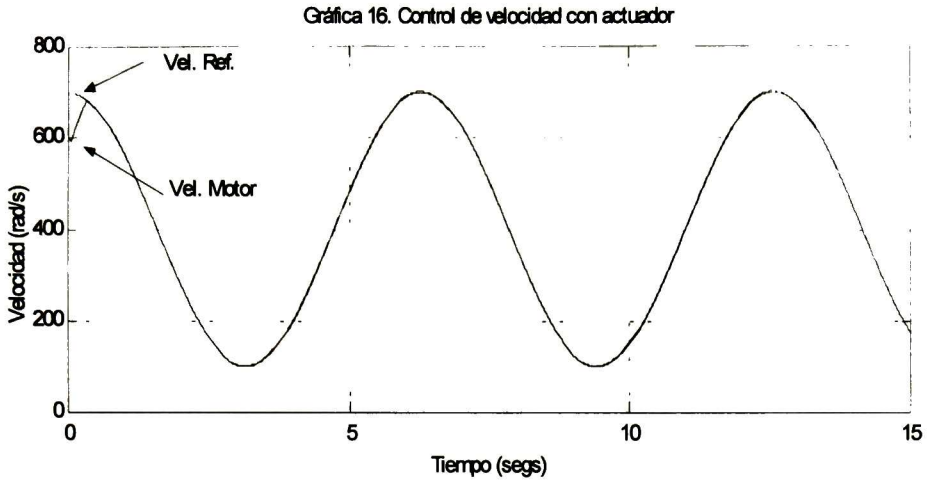


Figura 4.9:

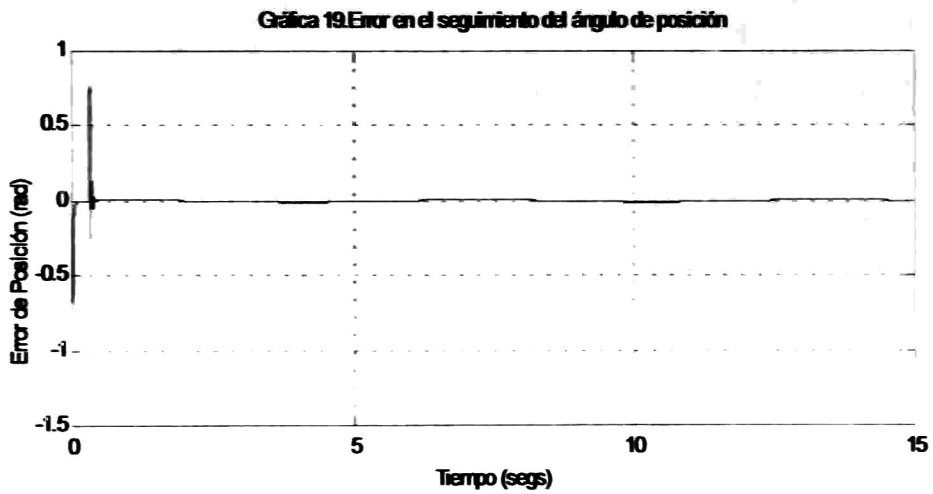
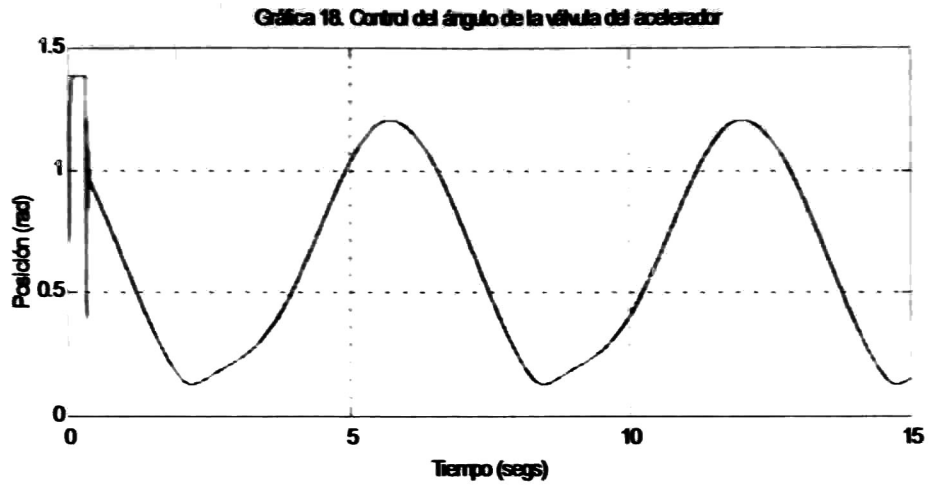


Figura 4.10:

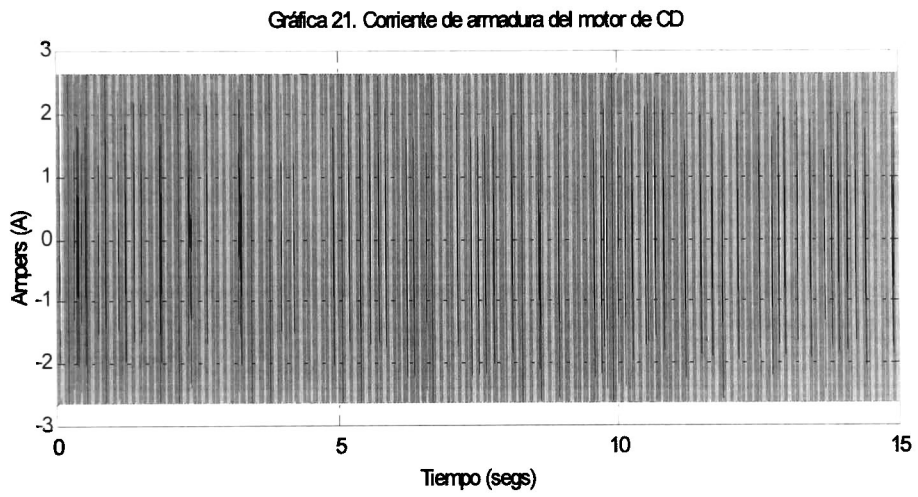
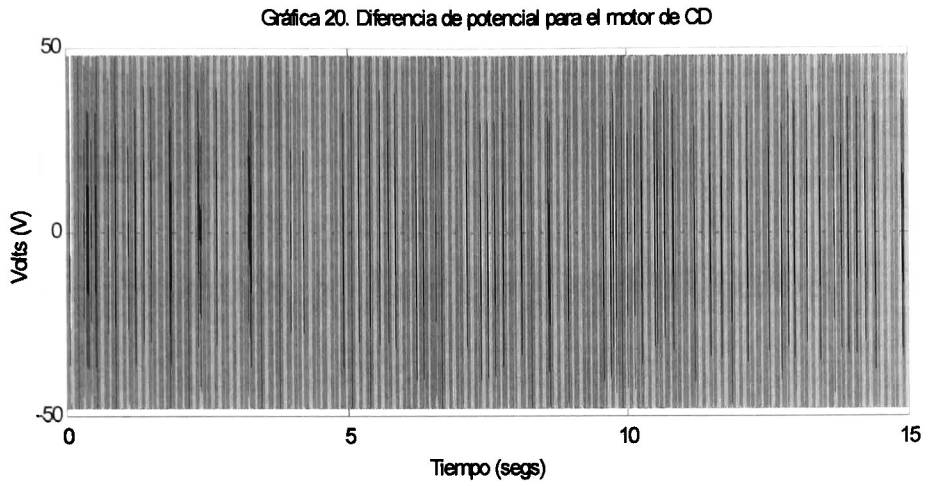


Figura 4.11:

Capítulo 5

Conclusiones y trabajos futuros

5.1 Conclusiones

En este trabajo está definido el problema de regulación con control discontinuo por modos deslizantes y se obtuvieron las condiciones de solución de este problema para una clase de sistemas no lineales presentados en la forma regular y en la forma controlable por bloques.

Se desarrolló un regulador por modos deslizantes para un caso especial de sistemas no lineales donde la salida coincide con el primer bloque del sistema no lineal presentado en la forma no lineal controlable a bloques.

Basado en el esquema de control propuesto, se diseñó un regulador discontinuo para el motor de combustión interna con acelerador actuado, los resultados muestran la efectividad del regulador propuesto.

En la aplicación de la teoría del caso especial al modelo del motor de combustión interna se puede ver que no es necesario resolver el conjunto de ecuaciones de Francis-Isidori-Byrnes, porque la salida del sistema y el primer estado coinciden, esto hace que la perturbación se vaya rechazando al ir aplicando el control por bloques y no aparece en el modelo linealizado, como sucede en el caso general.

El modelo matemático del motor de combustión interna se basa en mantener la relación de la mezcla aire-combustible en la proporción ideal de 14.7:1 para obtener una combustión completa y así convertir la mayor cantidad de energía liberada en la combustión en fuerza para mover los pistones. La ecuación que sirve para modelar esta combustión es muy compleja, sin embargo la aproximación (2.9) que se utilizó en este trabajo nos permitió modelar con buenos resultados el comportamiento de la planta. El modelo matemático del motor quedó en forma triangular luego de hacer algunas suposiciones. Gracias a esto se pudo utilizar la técnica del control por bloques para obtener la señal del ángulo de referencia para mover la válvula del acelerador. Las gráficas 8 y 13 coinciden a pesar de haber utilizado el modelo completo con el actuador en la gráfica 13. La comparación de esas dos gráficas nos demuestra que la suposición inicial que hicimos de que la dinámica del motor de corriente directa era mucho más rápida comparada con la dinámica del motor de combustión, fue correcta. El control por modos deslizantes del motor de corriente directa fue efectivo.

Los resultados de las gráficas 13, 14 y 15 son aceptables ya que solo se tiene un error máximo de 4 rad/s en el seguimiento de la velocidad, que se puede considerar despreciable si lo comparamos con la velocidad en marcha lenta de 90 rad/s que debe tener el motor para que en lazo abierto la planta sea estable. Ese pequeño margen de error se puede deber a la dinámica no incluida en los modelos que se utilizaron para hacer los controladores, principalmente del modelo de la planta del motor. Otra cosa importante que en este trabajo no se incluye es que la dinámica del motor de combustión interna tiene retardos, como se puede observar en el ciclo de otto donde solo una cuarta parte del ciclo se produce trabajo, aunque no hay que olvidar que este tipo de motores de cuatro tiempos siempre funcionan con 4 pistones como mínimo.

5.2 Trabajos futuros

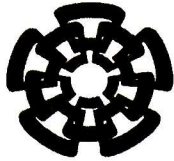
A continuación se proponen algunas líneas de investigación que se pueden seguir:

- * Diseñar un observador no lineal para estimar el par debido a la carga.
- * Obtener un control de velocidad en tiempo discreto para el motor de combustión.
- * Aplicar el controlador aquí diseñado en un sistema real
- * Modelar la dinámica completa de un automóvil.

Bibliografía

- [1] E.J. Davison and A. Goldenberg, "The robust control of a general servomechanism problem: the servo compensator", *Automatica*, vol. 11, pp. 461-471, 1975.
- [2] O.A. Sebakhy and W.M. Wonham, "Design a procedure for multivariable regulator" *Automatica*, vol. 12, pp 467-478,1976.
- [3] B.A. Francis, "The linear multivariable regulator problem" *SIAM J. Control Optimiz*, vol. 15, pp. 486-505, 1977
- [4] A. Isidori, C.I. Byrnes, "Output regulation of nonlinear systems" *IEEE Trans. Aut. Control*, vol 35, no. 2, pp. 131-140, 1990
- [5] V.I. Utkin, "Sliding Modes in Control and Optimization (in Russian)", Nauka, Moscow, 1981.
- [6] A.G. Luk'yanov and V.I. Utkin, "Methods for reducing dynamic systems to regular form", *Automation and Remote Control*, vol. 42, no. 4. pp. 413-420, 1981.
- [7] A.G. Luk'yanov, "Methods of decomposition, stabilization and optimization of dynamical system with discontinuos and high gain controls", Ph. D. Thesis. Institute of Control Sciences, Moscow, 1985.
- [8] A.G. Loukianov, "Nonlinear block control with sliding mode", *Automation and Remote Control*, vol. 43, no. 7, pp. 916-933, 1998.
- [9] A. G. Luk'yanov and V.I. Utkin, "Optimal linear systems with degenerate criteria" *Automation and Remote Control*, vol. 43, no. 7, (p.1), pp.872-879, 1982.
- [10] C.V. Drakunov, D.B. Izosimov, A.G. Loukianov, V.A. Utkin and V.I. Utkin, "Block control principle, I and II", *Automation and Remote Control*, vol. 51. no. 5 (p.1), pp. 601-609; no. 6, (p.1), pp. 737-746, 1990.
- [11] A.G. Luk'yanov, "Optimal nonlinear block-control method" *Proc. of the 2rd European Control Conference*, Groningen, pp. 1853-1855, 1993.
- [12] B. Castillo-Toledo, R. Castro-Linares, "On robust regulation via sliding mode for nonlinear systems" *Systems and Control Letters*, no. 24, pp. 361-371, 1995.
- [13] A. Isidori, "Nonlinear Control Systems" 3rd ed., Springer-Verlag, 1995.
- [14] J. Carr, "Applications of Center Manifold Theory" Springer-Verlag, 1981

- [15] D. Cho, y J.K. Hedrick, "Automotive Powertrain Modeling for Control", Trans. ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control. Vol. 111, No.4, Dec 1989.
- [16] J.K. Hedrick, D. McMahon, V. Narendran, y D. Swarrop, "Longitudinal Vehicle Controller Design for IVHS systems" ., Boston, MA. USA 1991.
- [17] Yong-wha Kim, Giorgio Rizzoni, y Vadim Utkin, "Automotive Engine Diagnosis and Control via Nonlinear Estimation" IEEE Control Systems. p.84-98. Oct. 1998.
- [18] Alexander G. Loukianov, Stephen J. Dodds, Wada Hosny, Jan Vittek, "A robust Automotive Controller Design" ., Proceedings of the 1997 IEEE International Conference on Control Applications. Hartford, CT. October 5-7, 1997.
- [19] John J. Moskwa, y J. Karl Hedrick, "Nonlinear Algorithms for Automotive Engine Control" IEEE Control Systems Magazine. p. 88-92, Abr.1990
- [20] Christopher H.Onder,Hans P. Geering, "Model-Based Multivariable Speed and Air-to-Fuel Ratio Control of an SI Engine" Swiss Federal Institute of Technology (ETH).
- [21] J. David Powell, N.P. Fekete, and Chen-Fang Chang, "Observer-Based Air-to-Fuel Ratio" Control. IEEE Control Systems. p. 72-83. 1998.
- [22] U. Kiencke, L. Nielsen, "Automotive Control Systems, for Engine, Driveline, and Vehicle" Springer. 2000.
- [23] Anthony E., Schwaller, "Motor Automotive Technology". 3rd. Edition. Delmar Publishers. 1999.
- [24] James E. Duffy, "Modern Automotive Technology" GW Publishers.1998.
- [25] José Antonio Pintor Jaramillo, "Control de un Sistema Electromecánico Planar de Dos Grados de Libertad" Tesis de Maestría, Cinvestav-Gdl. 1998.
- [26] Reinaldo García Rocha, "El problema de regulación con Modos Deslizantes" Tesis de Maestría, Cinvestav-Gdl. 1999.
- [27] Alejandro Carrasco Elizalde, "Control de un péndulo invertido" Tesis de Maestría, Cinvestav-Gdl. 1998.
- [28] Hassan K. Khalil, "Nonlinear Sytems" 2nd. Edition. Prentice Hall.p.351-388.1996
- [29] Ronald K. Jurgen, "Automotive Electronics Handbook" 2nd Edition. Mc-GrawHill.1996.



CINVESTAV

**Centro de Investigación y de Estudios Avanzados
del IPN**

Unidad Guadalajara

El Jurado designado por la Unidad Guadalajara del Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional, aprobó la tesis: DISEÑO DE UN REGULADOR POR MODOS DESLIZANTES: APLICACIÓN EN UN MOTOR DE COMBUSTIÓN INTERNA CON ACELERADOR ACTUADO del(a) C. Enrique CHÁVEZ GÓMEZ el día 26 de Septiembre de 2003

DR. BERNARDINO CASTILLO
TOLEDO
INVESTIGADOR CINVESTAV
3B
CINVESTAV GDL
ZAPOPAN

DR. ARTURO DEL
SAGRADO CORAZÓN
SÁNCHEZ CARMONA
INVESTIGADOR
CINVESTAV 3B
CINVESTAV GDL
GUADALAJARA

DR. ALEXANDER
GEORGIEVICH LOUKIANOV
INVESTIGADOR CINVESTAV
3B
CINVESTAV GDL
GUADALAJARA

DR. JOSÉ MANUEL CAÑEDO
CASTAÑEDA
INVESTIGADOR
CINVESTAV 2C
CINVESTAV GDL
GUADALAJARA



CINVESTAV
BIBLIOTECA CENTRAL



SSIT000007273