



UNIVERSIDAD AUTONOMA METROPOLITANA-IZTAPALAPA DIVISIÓN DE CIENCIAS BASICAS E INGENIERIA POSGRADO EN INGENIERIA BIOMEDICA

227460

COMPENSACION ACTIVA DE TEMPERATURA Y PRESION PARA UN ANALIZADOR DE GASES ANESTESICOS

Ing. Andrés Ferreyra Ramírez

Comunicación de resultados para la obtención del grado de Maestro en Ciencias (Ingeniería Biomédica)

Julio 2001

Asesor: Dr. Emilio Sacristán Rock

SINODALES:

Ę ilo Jaŭ ~ ~

Dr. Emilio Sacristán Rock.

hla

Dr. Adriano De Luca Pennacchia.

M. en C. Caupolicán. Muños Ganboa.

Resumen

El presente trabajo forma parte de una línea de investigación cuyo objetivo es desarrollar un analizador de gases de anestesia, basado en un innovador sistema de medición por movilidad de iones. El sistema esta basado en un condensador de aspiración, pequeño y de muy bajo costo que ha sido diseñado especialmente para la medición de gases anestésicos, este tiene el potencial para llegar a ser una alternativa competitiva con las tecnologías actuales de monitoreo existentes. El sensor de gases ha demostrado su capacidad para medir e identificar gases anestésicos en el laboratorio, sin embargo aun requiere de importantes desarrollos antes de poder satisfacer todas las condiciones para su uso clínico.

El condensador de aspiración desarrollado, genera un espectro (curva de I vs V) que es característico de cada muestra de gas que se analiza; el espectro obtenido, se introduce a una red neuronal con el fin de identificar la mezcla de los gases primarios y el agente anestésico, y medir la concentración de todos los componentes. En estudios previos realizados en esta investigación, se ha encontrado que dichos espectros cambian considerablemente en forma y tamaño cuando varia la temperatura o la presión de la muestra de gas. Los cambios en los espectros provocan un cierto traslape entre ellos, lo que ocasiona, que la red neuronal no tenga la capacidad de identificar de manera correcta cada uno de los espectros ya que asigna mezclas y concentraciones diferentes; es decir, la red neuronal termina confundiendo el espectro analizado con el de otra muestra que tiene registrada en su base de datos, esto es un problema serio.

El sistema implementado para corregir las variaciones de temperatura y presión, consiste de controles PID (Proporcional-Integral-Diferencial) vía hardware, los cuales cumplen parcialmente con su objetivo ya que no alcanzar a corregir de manera adecuada las variaciones de estos dos parámetros, por lo que existen aun variaciones considerables en los espectros obtenidos.

En esta tesis se presenta una nueva alternativa para realizar el control de la temperatura y la presión de la muestra de gas a analizar, la cual nos permitirá reducir al mínimo los cambios que sufren los espectros obtenidos con el condensador de aspiración; esta consiste en la utilización de controles basados en lógica difusa. Se presenta a detalle una evaluación individual de los controles PID utilizados en la aplicación y los controles DIFUSOS propuestos como solución; así como también, se realiza una comparación minuciosa entre ambas técnicas de control, con el fin de resaltar las ventajas y desventajas de cada uno de estas que nos permitan asegurar las posibles mejoras en el sistema en general. Se realiza además una evaluación detallada de dichos controles dentro del prototipo, la cual arroja resultados interesantes que demuestran las mejoras que se obtienen con la utilización del control difuso.

Finalmente, a lo largo de todo este trabajo se deja de manifiesto que el control difuso nos da la capacidad de implementar un comportamiento de control altamente flexible para nuestra aplicación ya que con este tipo de control logramos que nuestro sistema pueda ajustarse a condiciones cambiantes que son muchas veces imposibles de predecir, tales como los cambios ambientales, lo que incrementa el rendimiento del sistema en general.

Agradecimientos

Deseo expresar mi agradecimiento a muchas personas que han colaborado en la elaboración de este trabajo. En particular, estoy muy agradecido por los excelente apoyos y los consejos proporcionados por el Dr. Emilio Sacristán Rock, mi asesor y amigo, quien guío y apoyo paso a paso esta investigación.

Me da gusto reconocer gratamente el apoyo de dos personas que cooperaron incondicionalmente en el desarrollo de esta investigación, Ing Rosendo Fuentes y M.C Andro A. Solis M, sin cuya ayuda este trabajo hubiera sido prácticamente imposible.

Este proyecto a sido realizado mediante un convenio entre la UAM-Iztapalapa - ENVIVA Corp/W.P.I, teniendo como base el proyecto de CONACYT titulado "Sistema de Movilidad Iónica para Gases Anestésicos y Respiratorios" con numero de referencia 4265P-A9608; a todos ellos gracias.

Agradezco a CONACYT el apoyo económico brindado durante los primeros dos años de estudios.

Finalmente, deseo expresar mi más profundo aprecio a Srita Teresa Flores Salas, mi novia, sin cuya ayuda y constante apoyo este trabajo no habría sido posible.

AFR

RESUMEN	1
AGRADECIMIENTOS	II
ÍNDICE	III
LISTA DE FIGURAS Y TABLAS	VI
INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	1
1.1 INTRODUCCIÓN 1.2 OBJETIVOS	1 2
MONITOREO DE GASES	3
 2.1 ANTECEDENTES 2.2 REQUERIMIENTOS CLÍNICOS 2.3 TECNOLOCÍAS ACTUALES 	
2.3.1 Espectrómetro de masas 2.3.2 Espectroscopio Raman	
 2.3.3 Espectroscopio Infrarrojo 2.3.4 Análisis Piezoeléctrico 2.3.5 Espectrómetro de Movilidad Iónica 	
 2.3.6 Condensador de Aspiración Plano 2.3.6.1 Condensador de Aspiración diferencial de primer orden con barrido de campo 	<i>12</i> 13
CONTROL EN PERSPECTIVA	14
3.1 INTRODUCCION	
3.2 EL PRINCIPIO DE LA RETROALIMENTACIÓN	
3.4. ANALISIS ESTATICO DE SISTEMAS RETROALIMENTADOS 3.4.1 Control proporcional	
3.5.1 Acción proporcional	
3.5.4 Acción derivada 3.5.5 Aspectos importantes del control pid	
 3.5.5.1 ¿ Cuando es suficiente con un control PI?	
3.6 CONTROL DIFUSO	
 3.6.2 El concepto difuso 3.6.3 Principios básicos	
 3.6.3.2 Variables lingüísticas y su aplicación al control difuso	
 3.6.5.1 ¿ Cuando es apropiado utilizar control difuso? 3.6.5.2 Los beneficios de los sistemas difusos para aplicaciones de control son: 	

Índice

3.7 CONTROL DIFUSO VS CONTROL CONVENCIONAL	34
MÉTODOS	35
4.1 DESCRIPCION	35
4.2 INSTRUMENTACION	
4.2 Dispositivo prototino	
4.2.2 Descripción del sistema	
4 3 EVALUACION DE LOS CONTROLES PID	38
4.3.1 Sistema Experimental	
4.3.2 Control de Temperatura	
4.3.3 Control de presión	39
4.4 DISEÑO Y EVALUACION DE LOS CONTROLES DIFUSOS	40
4.4.1. Sistema Experimental.	40
4.4.2. Control de Temperatura.	40
4.4.3. Control de Presión	41
4.5 COMPARACIÓN ENTRE CONTROLES PID Y DIFUSOS	41
4.6 EVALUACIÓN DE LOS CONTROLES PID Y DIFUSOS DENTRO DEL PROTOTIPO	41
4.6.1. Protocolos de evaluación.	41
4.6.1.1. Controles de temperatura	41
4.6.1.2. Controles de presión	43
RESULTADOS	45
5.1 EVALUACION DE LOS CONTROLES PID	45
5.1.1 Control de Temperatura	45
5.1.2. Control de Presión	48
5.2 DISEÑO Y EVALUACION DE LOS CONTROLES DIFUSOS	52
5.2.1 Control de Temperatura	52
5.2.2 Control de Presión	61
5.3. Comparación entre controles PID y Difusos	65
5.3.1 Control de Temperatura	65
5.3.2 Control de Presión	69
5.4. EVALUACIÓN DE LOS CONTROLES PID Y DIFUSOS DENTRO DEL PROTOTIPO	71
5.4.1. Controles de temperatura	71
5.4.2. Controles de presión	75
DISCUSIÓN	80
6.1 CONSTANTE DE TIEMPO (τ)	80
6.2 RESPUESTA EN FRECUENCIA	81
COMENTARIOS Y CONCLUSIONES FINALES	89
7.1 EVALUACIÓN DE LOS CONTROLES PID Y DIFUSOS	89
7 1 1 Controles de Temperatura	
7.1.2 Controles de Presión	
7.2. EVALUACION DE LOS CONTROLES PID Y DIFUSOSO DENTRO DEL PROTOTIPO	90
7.2.1 Control de Temperatura	
7.2.2 Control de presión	
7.3 CURVAS DE CORIENTE	92
7.4 CONCLUSION	92
APÉNDICE A	
RESPUESTA DE UN CONTROL PID	07
REGIVESTA DE UN CONTROL I ID	

APÉNDICE B	
DISEÑO DE LOS CONTROLES DIFUSOS	
B.1 CONTROL DE TEMPERATURA	
b.1.1 Definición de las variables del sistema	
b.1.2 Algoritmo del sistema	
b.1.3 Características de entrada / salida (E/S)	
B.2 CONTROL DE PRESION	
b.2. I Definición de las variables del sistema	
b.2.2 Algoritmo del sistema	
REFERENCIAS	
APÉNDICE C	
CIRCUITO RADIADOR DE CALOR	
APÉNDICE D	109
EVALUACIÓN DE LOS DATOS ANALÍTICOS	
D.1 PRECISIÓN Y EXACTITUD	
d.1.1 Precisión	
d.1.2 Exactitud	
D.2 DEFINICIÓN DE LOS ERRORES	
d.2.1 Errores Aleatorios	
d.2.1.1. Tratamiento estadístico de los errores aleatorios	
d.2.1.1.1 Poblaciones y muestras	
d.2.2. Envoyas Sistem tisos	
REFERENCIAS	
APÉNDICE E	117
CARACTERISTICAS DINAMICAS DE LOS SITEMAS DE CONTROL	
E.1 MODELADO MATEMÁTICO DE SISTEMAS DINAMICOS	
e.1.1 Modelos matemáticos	
e.1.2 Función de transferencia	
E.2 ANÁLISIS DE LA RESPUESTA TRANSITORIA	
e.2.1 Señales de prueba típicas	
e.2.2 Respuesta transitoria y respuesta en estado estable	
E.3 SISTEMAS DE PRIMER ORDEN	
e.3.1 Respuesta escalón unitario de sistemas de primer orden	
e.3.2 Tiempo de asentamiento (t_s) y la constante de tiempo (τ)	
e.3.3 Respuesta en frecuencia	
KEFERENCIAS	

Lista de figuras y tablas

FIGURAS:

2.1. Espectrómetro de masas de sector magnético.	5
2.2. Espectrómetro de masas compartido.	6
2.3. Analizador de gases de luz dispersada Raman.	7
2.4. Analizador infrarrojo.	8
2.5. Analizador Piezoeléctrico.	10
2.6. Diagrama a bloque de un espectrómetro de movilidad iónica (EMI).	11
2.7. Diagrama esquemático del tubo de derivación de un EMI.	12
2.8. Diagrama esquemático de la celda de un condensador de aspiración plano.	13
3.1. Diagrama a bloques de un proceso de control con retroalimentación.	15
3.2. Características de control para un control On/off ideal.	16
3.3. Características de un control proporcional.	16
3.4. Características del proceso estático.	17
 3.5. Determinación del equilibrio de un proceso estático. 	18
3.6. Diagrama a bloque de un simple lazo de retroalimentación.	20
3.7. Simulación de un sistema de lazo cerrado con control proporcional.	21
3.8. Acción integral con retroalimentación positiva alrededor de un retardo.	22
3.9. Simulación de un sistema de lazo cerrado con control proporcional integral.	23
3.10. Simulación de un sistema de lazo cerrado con control PID.	24
3.11. Cinco estado difusos de la variable temperatura.	26
3.12. Lógica tradicional o clásica.	28
3.13. Lógica difusa.	29
3.14. Grado de membresía.	29
3.15. Variable lingüística.	30
3.16. Perspectiva total de un sistema con lógica difusa.	31
3.17. Proceso de inferencia difuso.	32
4.1. Diagrama funcional del condensador de aspiración diferencial de primer orden.	36
4.2. Diagrama seccional del sensor prototipo de movilidad ionica.	36
4.3. Diagrama funcional del sistema prototipo de análisis y experimentación.	37
4.4. Circuito electrico del control de temperatura PID.	38
4.5. Circuito electrico del control de presion PID.	39
4.6. Arregio final de los dispositivos utilizados para el control de presión.	40
4.7. Evaluación de los controles de temperatura.	42
4.8. Sistema para la prueba de los controles de presión.	44
5.1. Respuesta del control de temperatura FID para dilerentes valores de setpoint y un tiempe de muestres de 20 minutes.	45
5.2. Posquesta del control de temperatura PID para diferentes valores de setocint y un	40
tiempo de muestreo de 40 minutos	46
5.3 Control de temperatura PID en estado estable	40
5.5. Control de temperatura PID en estado estable. 5.4. Tiempos de respuesta para el control de presión PID	40
5.5. Respuesta del control de presión PID para diferentes valores de setopint y un tiemp	
de muestreo de 10 minutos	48
5.6 Sobretiro en el control de presión PID	40
5.7. Control de presión PID en estado estable	50
5.8. Respuesta del control de temperatura difuso para diferentes valores de setpoint	50
a 1 y 2 amperes, y un tiempo de muestreo de 20 minutos.	52
5.9. Sobretiro y oscilaciones en el control de temperatura difuso.	55
5.10. Control de temperatura difuso en estado estable.	57

5.11	Tiempos de respuesta para el control de presión difuso.	61
5.12	Respuesta del control de presión difuso para diferentes valores de setpoint y	
	un tiempo de muestreo de 10 minutos.	61
5.13	Sobretiro en el control de presión difuso.	62
5.14	Control de presión difuso en estado estable.	63
5.15	Tiempos de respuesta de los controles de temperatura.	65
5.16	Sobretiros en los controles de temperatura.	66
5.17	Estabilidad de los controles de temperatura.	66
5.18	Controles de temperatura baio perturbaciones.	67
5.19	Tiempos de respuesta de los controles de presión.	69
5.20	Sobretiro y oscilaciones en los controles de presión.	69
5.21	Estabilidad de los controles de presión.	70
5.22	Curvas (I vs V) para AIRE y para un gas anestésico (Desfluorano al 5%, Bal O ₂)	74
	obtenidas con el control de temperatura PID.	11
5.23	Curvas (I vs V) para AIRE y para un gas anestesico (Destiluorano al 5%, Bal O ₂)	70
4	obtenidas con el control de temperatura difuso.	12
5.24	Curvas (I vs V) para un gas anestesico (Destiuorano al 5%, Bai O ₂) utilizando	
	el control de temperatura PID bajo una perturbación pequeña.	73
5.25	.Curvas (I vs V) para un gas anestésico (Desfluorano al 5%, Bal O ₂) utilizando	
	el control de temperatura difuso bajo una perturbación pequeña.	73
5.26	.Curvas (I vs V) para un gas anestésico (Desfluorano al 5%, Bal O ₂) utilizando	
	el control de temperatura PID bajo una perturbación fuerte.	74
5.27	.Curvas (I vs V) para un gas anestésico (Desfluorano al 5%, Bal O ₂) utilizando	
	el control de temperatura difuso bajo una perturbación fuerte.	74
5.28	Curvas (I vs V) para AIRE obtenidas con los controles de presión PID y difuso	
	sin respirador.	75
5.29	Curvas (I vs V) para AIRE obtenidas con los controles de presión PID y difuso	
	con respirador.	76
5.30	Curvas (Lys V) para AIRE obtenidas con el control de presión PID baio condiciones	
	normales de operación	77
5 31	Curvas (Lys V) para AIRE obtenidas con el control de presión Difuso bajo condiciones	
0.01	Normales de operación	77
5 32	Curvas (Lvs V) para AIRE obtenidas con el control de presión PID baio una	
0.02	perturbación pequeña	70
F 22	Cupros (Lvs V) para AIRE obtenidos con el control de presión Difuse heis une	10
5.33	curvas (1 vs v) para AIRE obtenidas con el control de presion Difuso bajo una	70
4	perturbación pequena.	18
5.34	Curvas (1 vs v) para AIRE obtenidas con el control de presión PID bajo una	
		79
5.35	Curvas (I vs V) para AIRE obtenidas con el control de presión Difuso bajo una	
	perturbación fuerte.	79
6.1.	Curvas de respuesta en frecuencia de los controles de presión.	82
6.2.	Curvas de respuesta para los controles de presión.	82
6.3.	Señal digital obtenida con el condensador de aspiración y el control de presión PID;	
	sin ventilador.	84
6.4.	Señal digital obtenida con el condensador de aspiración y el control de presión DIFUSO;	
	sin ventilador.	85
6.5.	Señal digital obtenida con el condensador de aspiración y el control de presión PID;	
	con ventilador.	86
6.6.	Señal digital obtenida con el condensador de aspiración y el control de presión DIFUSO;	
	con ventilador.	87
6.7.	Curvas de respuesta de los controles de temperatura.	88
A.1.	Especificaciones para la respuesta de un control PID.	97
B.1.	Sistema de control de temperatura difuso.	99
B.2.	Variable de entrada para el control de temperatura difuso.	100
B.3.	Variable de salida para el control de temperatura difuso.	100
B.4 .	Algoritmo para el control de temperatura difuso.	101

B.5.	Característica de E/S del control de temperatura difuso.	101
B.6 .	Sistema de control de presión difuso.	102
B .7.	Variable de entrada para el control de presión difuso.	103
B .8.	Variable de salida para el control de presión difuso.	103
B.9.	Algoritmo para el control de presión difuso.	104
B.10	Característica de E/S del control de presión difuso.	104
C .1.	Circuito calentador para el control de temperatura difuso.	107
D.1.	Variación temporal de Ynk con respecto al patron Xn durante una serie de mediciones.	111
D.2.	Segmento de observación de las variaciones de Ynk durante las mediciones.	111
E.1 .	Curva de respuesta exponencial.	122
E.2.	Grafica de Bode para G(jw).	125
E.3.	Trazo logarítmico que muestra la frecuencia de corte w _b y el ancho de banda.	126
E.4.	Curvas de respuesta en frecuencia de lazo cerrado.	127
E.5.	Curvas de la respuesta escalón unitario.	128
E.6.	Curvas de la respuesta rampa unitaria.	128

TABLAS

3.1.	Control de velocidad de un ventilador.	27
5.1.	Resultados de las pruebas realizadas al control de temperatura PID para un	
	tiempo de muestreo de 30 minutos.	47
5.2.	Resultados de las pruebas realizadas al control de presión PID para un	
	tiempo de muestreo de 10 minutos.	51
5.3.	Resultados de las pruebas realizadas al control de temperatura DIFUSO para	
	un tiempo de muestreo de 30 minutos y una corriente de 1 Amp.	60
5.4.	Resultados de las pruebas realizadas al control de temperatura DIFUSO para	
	un tiempo de muestreo de 20 minutos y una corriente de 2 Amp.	60
5.5.	Resultados de las pruebas realizadas al control de presión DIFUSO para un	
	tiempo de muestreo de 10 minutos.	64
5.6.	Comparación de resultados para el control de temperatura PID y DIFUSO,	
	para un tiempo de muestreo de 30 minutos.	68
5.7.	Comparación de resultados para el control de presión PID y DIFUSO,	
	para un tiempo de muestreo de 10 minutos.	70
6.1.	Constantes de tiempo (τ) para los controles de temperatura.	81
7.1.	Resultados numéricos obtenidos para los controles de temperatura.	90
7.2.	Resultados numéricos obtenidos para los controles de presión.	92

Capítulo

Introducción y objetivos

1.1 INTRODUCCIÓN

En las ultimas décadas, los avances tecnológicos en el área de la medicina, han dado lugar a la creación de numerosos dispositivos para el monitoreo de agentes anestésicos y gases respiratorios. Esto aunado a la constante preocupación por mejorar la seguridad del paciente, vino a reducir el numero de accidentes fatales y a la vez a despertar el interés mundial hasta el grado de crear normas que recomiendan el uso de éstos. Sin embargo, los monitores de anestesia disponibles comercialmente resultan ser demasiado costosos, lo que impide su uso generalizado y ocasiona que muchos quirófanos en el mundo no puedan disponer de éstos. En los últimos años, esto a propiciado un gran impulso en este campo de investigación para el desarrollo de nuevos instrumentos y tecnologías de medición de cada vez menor costo y tamaño; en el que destaca un analizador de gases de anestesia, basado en un innovador sistema de medición de iones - mediante un condensador de aspiración - que ha sido desarrollado por el Dr. Emilio Sacristán Rock [1,2].

El condensador de aspiración prototipo propuesto por Sacristán, no es más que un sensor pequeño y de muy bajo costo que ha sido diseñado especialmente para la medición de gases anestésicos, el cual tiene el potencial para llegar a ser una alternativa competitiva con las tecnologías de monitoreo de anestesia existentes. Este ha demostrado su capacidad de medir e identificar gases anestésicos en el laboratorio. Sin embargo, el sistema requiere todavía de importantes desarrollos antes de poder satisfacer todos los requerimientos para su uso clínico.

El objetivo principal de este trabajo de investigación es mejorar la precisión del condensador de aspiración, aumentando su sensibilidad a las variaciones de temperatura y presión de la muestra de gas a analizar, con el fin de eliminar totalmente las perturbaciones causadas a las curvas de I obtenidas de cada una de las muestras.

1.2 OBJETIVOS

El estudio realizado con el condensador de aspiración prototipo, demuestra convincentemente que éste funciona muy bien para el monitoreo de gases anestésicos y respiratorios; aun cuando falta por confirmar o probar su comportamiento bajo la presencia de los nuevos anestésicos como son Sevofluorano y Desfluorano. Sin embargo, lo más importante es la valiosa caracterización lograda de los efectos que interfieren en la medición de los gases cuando existen variaciones de temperatura, presión, humedad y en la composición del gas portador (mezclas de O₂, N₂O, y CO₂); lo cual demuestra que el condensador de aspiración tiene aun ciertas deficiencias que impiden su uso clínico.

Las variaciones de humedad son las que menos afectan el comportamiento de las medidas realizadas, pero no podemos decir lo mismo de la temperatura ya que el espectro obtenido del prototipo varia bruscamente con las variaciones de ésta; sin embargo este es un parámetro que puede ser controlado físicamente muy bien. En el sistema implementado por Sacristán se utiliza un control PID (Proporcional - Integral - Diferencial) vía hardware, para controlar las variaciones de la temperatura de la muestra de gas a ser analizada; pero aun cuando se logra el objetivo, pueden todavía llegar a ver ciertos corrimientos en los espectros lo que diminuye la precisión del sistema. Estas variaciones pueden ser otorgadas, a las deficientes características del control siendo la más importante su alta dependencia a los parámetros de operación del sistema, lo que los hace muy sensibles al ruido. Por lo tanto, un primer objetivo de este trabajo de tesis es el de implementar y probar un control de temperatura empleando lógica difusa, el cual sin duda eliminara los efectos e incrementara la precisión del sistema. Este control será implementado en software, con lo que se lograra disminuir la circuitería total del sistema, sin complicar el software usado para el prototipo.

Otro de los problemas a estudiar son los efectos que causan las variaciones de presión en la muestra de gas que se introduce en el prototipo, las cuales están fuertemente relacionadas con factores como: rango de flujo, corriente iónica total medida, y la relación Señal a Ruido del sistema; parámetros que son muy importantes para el buen funcionamiento del sistema. Con este estudio se podrán obtener datos de suma importancia que permitirán establecer un método de calibración adecuado para el sistema, logrando con esto obtener un analizador más sensitivo y selectivo. Se propone desarrollar un control de presión difuso (empleando sensores de presión comerciales) para probar si es posible lograr una calibración practica e instantánea del dispositivo, lo que evitaría tener que recurrir a métodos de calibración analíticos mediante la manipulación de los espectros, lo cual seria posiblemente más complicado.

Capítulo 2

Monitoreo de gases

2.1 ANTECEDENTES

El desarrollo de nuevas técnicas quirúrgicas, conduce a la concepción de herramientas y tratamientos que permitan mejorar las condiciones de las operaciones quirúrgicas tanto para él medico como para el paciente. Estos progresos implican un incremento de los datos fisiológicos medidos en el paciente y el surgimiento y la realización de herramientas para interpretar esta información.

En las intervenciones quirúrgicas, uno de los papeles más importantes e interesantes es el que desempeña el anestesiólogo ya que éste se encarga de mantener y controlar las funciones vitales del paciente, ante los efectos desequilibrantes de la cirugía. El control es realizado mediante la evaluación constante de las funciones vitales pero sobretodo mediante frecuentes medidas y ajustes de los gases detectados en el sistema respiratorio, tales como son: O₂ que se encarga de mantener el metabolismo, CO₂ que es un producto del mismo metabolismo, N₂O que es un anestésico auxiliar, y el vapor anestésico primario que puede ser uno de cinco compuestos halogenados en uso común actualmente (Halotano, Isofluorano, Enfluorano, Desfluorano, y Sevofluorano). El control de estos gases, es de suma importancia para mantener un equilibrio adecuado de la respiración y el transporte de gases hasta los tejidos durante la anestesia, para así mantener el metabolismo celular y el nivel de anestesia. Para este control, son de gran utilidad los sistemas de análisis y monitoreo continuo de gases respiratorios y anestésicos en el aliento.

Quizás la razón más importante para realizar un monitoreo rápido y continuo dentro de las salas de operación, es sin duda la seguridad del paciente; ya que con las tecnologías existentes para el monitoreo, se ha demostrado que el numero de accidentes en anestesia ha sido grandemente reducido. Por esta misma razón, las organizaciones medicas mundiales han promovido fuertes recomendaciones a favor del monitoreo clínico de gases; aun cuando estos son demasiado costosos. Sin embargo esto ha despertado la clara necesidad de realizar nuevos sistemas de monitoreo más pequeños y baratos que puedan ser accesibles para cualquier caso quirúrgico, hospital, o país.

2.2 REQUERIMIENTOS CLÍNICOS

Los analizadores de gases anestésicos para uso clínico deben de ser capaces de [2]:

- 1.- Medir concentraciones inspiradas y expiradas de gases:
 - a) Respiratorios como son: oxigeno, oxido nitroso, dióxido de carbono, y nitrógeno.
 b) Anestésicos como son: Halotano, Isofluorano, Enfluorano, Desfluorano, y Sevofluorano.
- 2.- Identificar automáticamente el agente anestésico medido.
- 3.- Medir los agentes anestésicos con exactitud y con una resolución de $\pm 2\%$ de la escala total, sobre un rango de 0.1% a 5%.
- 4.- Tener un rango de muestreo para pacientes adultos menor a los 200 ml/min.
- 5.- Mantener tiempos de respuesta menores a 200 mseg.

2.3 TECNOLOGÍAS ACTUALES

2.3.1 Espectrómetro de masas

El espectrómetro de masas fue el primer dispositivo capaz de medir de manera exacta las concentraciones de oxigeno, nitrógeno, dióxido de carbono, oxido nitroso y los principales agentes anestésicos volátiles. Esto le permitió ser: la primer tecnología empleada clínicamente para el monitoreo de gases anestésicos y además establecer los estándares para este campo de desarrollo. Recibe este nombre debido a que extiende todos los componentes de una mezcla de gases dentro de un espectro de acuerdo a su masa: relación de carga; de manera tal que analizando el espectro, se puede determinar la composición y la abundancia relativa de la muestra [3].

En el espectrómetro de masas (ver figura 2.1), una **bomba de muestreo** extrae el gas del sitio de muestreo y provoca una caída de presión del gas de 760 torr a 50 torr aproximadamente. Solo una cantidad muy pequeña de la muestra del gas entra a la cámara de ionización vía la **admisión** *de la muestra* que no es mas que un orificio pequeño o una tapa porosa, en donde nuevamente la presión de la muestra cae de 50 a 10⁻⁵ torr además de que su modo de flujo cambia de viscoso a molecular¹. Las moléculas neutras que entran a la *cámara de ionización* son entonces bombardeadas por electrones (los cuales son: emitidos por un filamento de alambre caliente llamado *cátodo* y direccionados dentro de la cámara de ionización) que pasan a través de la cámara de ionización y son coleccionados por un plato cargado positivamente (*ánodo*) en el lado opuesto; esto provoca que las moléculas neutras sean transformadas en iones cargados positivamente, los cuales mantienen la masa de las moléculas de las cuales fueron creados.

¹El flujo viscoso se presenta, cuando la densidad de las moléculas del gas es tan alta que provoca colisiones constantes entre las diversas moléculas de la mezcla; impidiendo así, la separación de las diferentes especies de gases. A diferencia de esto, el flujo molecular ocurre, cuando la presión y la densidad son tan bajas que las moléculas rara vez chocan unas con otras y solo son afectadas por colisiones con las paredes den contenedor; provocándose con esto, la separación de las diferentes especies de gases.

Algunas moléculas no son ionizadas de manera directa sino que son fragmentadas², sin embargo la mayoría de estos fragmentos son también cargados positivamente. Los iones positivos formados, entonces viajan dentro de un *sistema focal de iones* (que no es mas que un conjunto de electrodos que establecen un campo electrostático) en donde a través de un campo eléctrico estos son acelerados y proyectados hacia la sección analizadora. En el *analizador*, los iones son desviados y separados de acuerdo a su masa por medio de un campo magnético; en donde el grado de deflexión es mayor para los iones más ligeros que para los mas pesados. De esta manera un haz de luz - de iones separados por su masa - sale del campo magnético. Finalmente, los iones separados en sitios que corresponden a las trayectorias de las diferentes masas; es decir, a las relaciones de carga para las cuales el espectrómetro de masas ha sido programado. De esta manera el numero de iones impactados en cada plato colector, durante un intervalo de tiempo fijo, es detectado y una corriente eléctrica que es proporcional a la concentración del gas en la muestra original es producida.



Figura 2.1.- Espectrómetro de masas de sector magnético. Los círculos abiertos representan moléculas no-ionizadas; los círculos cerrados, iones. Un campo magnético afecta a los iones de la misma manera que un prisma lo hace con un haz de luz: separa los diferentes componentes, en este caso de acuerdo a su masa: relaciones de carga [3].

² La fragmentación complica los cálculos posteriores pero permite distinguir entre isómeros para obtener información sobre la estructura molecular [4].

El espectrómetro de masas puede ser utilizado en dos tipos de sistemas: el compartido y el dedicado. En un sistema compartido (ver figura 2.2), el espectrómetro esta localizado de manera centralizada, normalmente fuera de los sitios de anestesia pero dentro de los cuartos de operación. En este sistema, existen múltiples estaciones remotas de donde los gases son muestreados y a donde los datos son regresados. Tal sistema permite tener un analizador central, para funcionar como parte de un sistema computarizado, para realizar una gran cantidad de análisis de muestras de diferentes pacientes con una base de tiempo dividida; es decir solo un paciente a la vez. A diferencia de esto, el espectrómetro de masas dedicado consta básicamente de dos partes: el analizador y la unidad de control-despliegue; lo que lo hace un analizador individual o no multiplexado.



Figura 2.2.- Espectrómetro de masas compartido. El espectrómetro de masas esta centralmente localizado. Los largos tubos de muestreo pasan de cada posición a través de conductos de trabajo especialmente instalados hacia el multiplexor, donde secuencialmente se direccionan muestras de flujo hacia el espectrómetro. La información derivada centralmente es retransmitida y desplegada en las estaciones individuales. La visualización central y la impresora son opcionales [3].

En general, podemos caracterizar al espectrómetro de masas como: un dispositivo capaz de medir casi cualquier gas de importancia para anestesia, además de poder detectar mezclas de los agentes anestésicos volátiles. Su tiempo de respuesta es bastante rápido lo que le permite obtener valores de inspiraciones y expiraciones muy exactos y sobre todo formas de onda a rangos respiratorios altos. Es un dispositivo bastante fácil de usar, mantener, y calibrar; y la mayoría de estos funcionan bien por periodos largos de tiempo lo que los hace muy seguros. A pesar de los enormes gastos que se hacen primero para comprar el equipo y después para instalarlo y darle mantenimiento, el monitoreo de múltiples pacientes logrado con un solo espectrómetro de masas localizado centralmente (sistema multiplexado o dividido), da como resultado que el costo por paciente sea relativamente bajo.

Por otra parte, entre las desventajas que presenta este analizador cabe mencionar que: miden solo los gases con los cuales ha sido programado, por lo que sí se le presenta un gas que no fue programado, éste no reconocerá el gas pero si provocara que las concentraciones de los gases programados que se estén midiendo se incrementen; dando con esto lecturas erróneas. El gas aspirado hacia el espectrómetro de masas no puede ser regresado al sistema respiratorio lo que provoca que se tenga que contar con un sistema de limpieza y que además que el flujo de gas fresco tenga que ser incrementado para compensar el gas removido.

En el caso de un sistema compartido, se tienen tiempos de respuesta lentos ya que estos usan tubos de muestreo de longitudes considerables [5]. Por lo general este instrumento de precisión requiere una cámara de alto vacío y de poderosos y precisos campos eléctricos y magnéticos; lo que hace al dispositivo sumamente costoso.

2.3.2 Espectroscopio Raman

Cuando un rayo láser emite su energía en forma de un haz de luz monocromática y esta choca con algunas moléculas con vínculos intramoleculares, parte de la energía es absorbida por las moléculas en forma de vibraciones o rotaciones y solo una cantidad muy pequeña de ésta es remitida con longitudes de onda diferentes; este fenómeno es llamado **dispersión Raman**, de aquí el nombre dado a este analizador.

En un analizador de gases Raman (ver figura 2.3), la muestra de gas es introducida de manera constante a la **celda de gas**; la cual es atravesada a la vez por un rayo láser. Por efecto Raman se produce una dispersión de la luz emitida por el láser. La luz dispersada es entonces, remitida y direccionada por los **lentes de colección** (los cuales son perpendiculares al rayo) hacia un conjunto de **filtros**, que se encargan de seleccionar solo las longitudes de onda que corresponden a los gases que están siendo analizados. Finalmente la luz dispersada es reflejada hacia un detector y entonces cuantificada por un contador de iones. *Debido a que el corrimiento en la frecuencia es diferente para cada gas, el análisis de las frecuencias en la luz dispersada es directamente proporcional a la presión parcial de un gas particular [3].*



Figura 2.3.- Analizador de gases de luz dispersada Raman. La muestra de gas es introducida constantemente a la celda de gas. La luz que atraviesa esta celda es dispersada. La luz dispersada es direccionada por lentes colectores a través de una serie de filtros que seleccionan longitudes de onda particulares correspondientes a los gases que son analizados. La luz es entonces imaginada en el detector y cuantificada [3].

El espectroscopio Raman es entonces, un analizador capaz de medir e identificar presiones parciales inspiradas y expiradas de gases como: dióxido de carbono, oxido nitroso, oxigeno, nitrógeno, hidrogeno, y los principales agentes anestésicos; además de mezclas de estos. Es un analizador con tiempos de respuesta muy buenos pero no mejores a los del espectrómetro de masas, es fácil de usar, transportar y requiere poco mantenimiento. Como los gases aspirados hacia el analizador no sufren cambio alguno durante el análisis, estos pueden ser regresados al sistema respiratorio; lo que reduce el costo del dispositivo (ya que se ahorra el sistema de limpieza). Sin embargo siendo aun más preciso, pequeño, y barato que el espectrómetro de masas; éste resulta ser baste frágil, grande y aun costoso para su uso generalizado ya que: requiere componentes y detectores ópticos costosos, además de que su fuente láser (Argón) tiene que ser reemplazada cada año y su consumo de potencia es bastante grande.

2.3.3 Espectroscopio Infrarrojo

Los gases que tienen dos o más átomos diferentes en sus moléculas, absorben la luz de rayos infrarrojos (RI) en longitudes de onda especificas a su estructura molecular; por lo que, presentan un espectro de absorción especifico y único [3]. El espectroscopio infrarrojo (ver figura 2.4) basándose en este principio, utiliza RI con longitudes de onda diferentes a los espectros de absorción de otros componentes presentes para identificar gases; es decir, aplica solo RI cuyas longitudes de onda puedan ser absorbidas por los gases que interesa medir.



Figura 2.4.- Analizador infrarrojo [3].- La luz de RI es continuamente enfocada hacia una rueda que contiene filtros, los cuales están divididos en secciones que permiten el paso solo de las frecuencias que pueden ser absorbidas por los gases a ser medidos. La luz de RI es filtrada y direccionada tanto a la cámara de la muestra como a la de referencia. La cantidad de luz absorbida en cada frecuencia depende de los niveles de los gases en la cámara de la muestra; es decir, la cantidad de la luz absorbida por la muestra de gas es proporcional a la presión parcial de los gases cuyo patrón de absorción de luz de RI corresponde a las longitudes de onda seleccionadas por los filtros en la rueda. Entre más luz se detecte, menos gas esta presente y entre menos luz se detecte mas gas esta presente. Los niveles de cambio de luz en el fotosensor producen cambios en la corriente eléctrica que genera. Las señales eléctricas son mandadas a un amplificador y procesadas por rectificadores que generan la señal de medida actual.

En un principio fue utilizado solo para medir CO₂, sin embargo con el paso del tiempo ha sufrido modificaciones en su método de medición, lo que le ha agregado la capacidad de medir: oxido nitroso, así como también los potentes agentes anestésicos comúnmente utilizados; además de ser capaz de detectar y cuantificar las mezclas. Sin embargo este no puede ser utilizado para medir oxigeno o nitrógeno, dado que estos son gases que no responde a la luz infrarroja; lo que incrementa el costo de un sistema de monitoreo de anestesia ya que, éste requeriría de sistemas separados para el monitoreo de estos.

Para sistemas de monitoreo de anestesia basados en este dispositivo, se requiere de rayos infrarrojos de múltiples bandas para identificar los agentes anestésicos específicos lo que incrementa significativamente su complejidad y su costo. Sin embargo, algo que quizás es más importante y critico para este dispositivo; es que las lecturas de los gases hechas durante el análisis sufren frecuentemente interferencias debidas a los mismos gases implicados en la mezcla analizada y además al vapor de agua ya que este absorbe luz infrarroja en muchas longitudes de onda lo que incrementa aun más estas interferencias; coaccionando con esto, que el usuario tenga que indicar (a través del panel de control del analizador) la presencia de X gas - por ejemplo oxido nitroso - para que el dispositivo ejecute internamente una corrección apropiada que elimine las interferencias que pudieran estar causando este gas.

En general, este analizador es un dispositivo pequeño, compacto y de peso ligero, lo que lo hace competitivo con el espectroscopio Raman. Cuenta con tiempos de respuesta bastante rápidos para medir tanto concentraciones inspiradas como expiradas. Como los gases aspirados al analizador no sufren cambio alguno durante el análisis, estos pueden ser regresados al sistema respiratorio si se desea o pueden ser desechados al sistema de limpieza; lo que es una gran ventaja ya que reduce el costo del analizador.

2.3.4 Análisis Piezoeléctrico

La alta solubilidad en lípidos que presentan los agentes anestésicos es sin duda, una importante cualidad que puede ser utilizada para medir los niveles de los potentes agentes anestésicos mediante el uso de análisis piezoeléctrico.

Los analizadores piezoeléctricos son dispositivos que utilizan cristales vibratorios cubiertos con una capa de material lípido – polímero -. Cuando estos cristales son expuestos a un anestésico volátil, el vapor es absorbido por el lípido dando como resultado un cambio en la masa del lípido lo que a su vez provoca una alteración de la frecuencia de vibración del cristal [3].

Estos analizadores son sistemas electrónicos que consisten básicamente de dos circuitos osciladores, uno de los cuales tiene un cristal sin cubierta del material polímero (referencia) y el otro es un cristal cubierto con una capa del material lípido (detector), una señal eléctrica es generada, la cual es proporcional al nivel del vapor (ver figura 2.5).

Los monitores que utilizan esta tecnología suelen tener: una buena exactitud, tiempos de respuesta rápidos además de ser unidades pequeñas y de muy bajo costo; sin embargo, tienen varias desventajas: los transductores piezoeléctricos no pueden distinguir el agente anestésico utilizado, son sensibles a la humedad, miden solo un gas y no son capaces de medir oxigeno, dióxido de carbono, nitrógeno, y oxido nitroso por lo que tienen que agregarse otros sensores que midan estos gases lo que incremente su costo.



Figura 2.5.- Analizador Piezoeléctrico.- Un cristal vibratorio es cubierto con lípido, y el otro no. Comparando las frecuencias de vibración de los cristales, el nivel del agente anestésico en el gas que es analizado puede ser medido.

2.3.5 Espectrómetro de Movilidad Iónica

La mayoría de las técnicas propuestas para sensar agentes anestésicos volátiles, han resultado ser insensibles, no muy selectivas o demasiado costosas para la utilización practica clínica. Esto crea la necesidad de implementar técnicas analíticas para la determinación de agentes anestésicos volátiles en aire ambiente y gases respiratorios, dentro de periodos de tiempo cortos; además de limites de detección de partes-por-millón (ppm) en monitoreo continuo. Necesidad que viene a ser cubierta por la Espectrometría de Movilidad Iónica (EMI).

La EMI es una técnica instrumental empleada para la detección y caracterización de sustancias químicas, a través de las movilidades de los iones en su fase gaseosa. Las movilidades iónicas, son determinadas de las velocidades iónicas que son medidas en un tubo de derivación con soporte electrónico(ver figura 2.6); éstas son características de las sustancias y proporcionan una manera de detectar e identificar gases [6].

En un espectrómetro de Movilidad lónica (ver figura 2.7), la muestra de gas se introduce de manera constante a la región de reacción o también llamada cámara de ionización del tubo de derivación, en donde las moléculas neutras de la muestra de gas son ionizadas por una fuente de radiación. En el proceso de ionización, las moléculas reactantes (O2, N2, y H2O) son bombardeadas por electrones de alta energía - los cuales son emitidos por la fuente radiactiva lo que provoca que la mayoría de las moléculas se fragmenten y se conviertan en iones reactantes. El campo eléctrico, causa que los iones de una sola polaridad residan en la región de ionización; los iones de polaridad opuesta son sacados de la región. Los iones reactantes por un proceso de colisión sufren transferencias de carga o de protón, esto durante su fase gaseosa, dando con esto vida a unas partículas analíticas que reciben el nombre de iones producto; este proceso tiene lugar también en la región de ionización. Para realizar el análisis de movilidad, los iones producto son inyectados a la región de derivación como un paquete de iones, mediante el obturador de iones. Cuando los iones entran a la región de derivación, se empiezan a mover bajo la influencia del campo eléctrico aplicado hasta alcanzar una velocidad constante (velocidad de derivación: V_d) que esta en función del campo eléctrico y de la movilidad de estos iones en el gas derivado:

$$V_d = E K$$

Donde K es la movilidad iónica y esta relacionada con el tamaño y la carga de la molécula del ión.

Al empezarse a mover, los iones empiezan también a separarse de acuerdo a su velocidad; es decir cuando sus movilidades empiezan a ser lo suficientemente diferentes. La derivación y separación de los iones continua y éstos se van acercando cada vez más al **plato colector** que se encuentra al final del tubo de derivación. Cuando los iones se acercan al plato detector, estos son acelerados por el campo eléctrico que establece la **rejilla de apertura** (ver figura 2.7), hasta que chocan con el detector produciéndose con esto una corriente eléctrica. Finalmente, se genera un espectro cuyo trazo no es mas que, la corriente iónica medida por el detector en función del tiempo de derivación; que es el tiempo que le toma a un ión especifico el atravesar la región de derivación.



Diagrama a bloques de un Espectrómetro de Movililad Iónica

Esquemático del Tubo de Derivación



Figura 2.6.- Diagrama a bloque de un Espectrómetro de Movilidad lónica con un esquema del tubo de derivación [6]. El tubo de derivación esta compuesto de una región de reacción y una región de derivación, ambas bajo un gradiente de campo eléctrico. Un obturador de iones es usado para contener los iones en la región de reacción y para inyectarlos a la región de derivación para su caracterización.

El espectrómetro de movilidad iónica proporciona un método directo para determinar experimentalmente, la distribución de la movilidad iónica de una muestra de gas ionizada; la cual es característica de la composición de la muestra de gas. Esto permite que la detección de sustancias, pueda ser realizada por medio de la identificación de una especie de iones particular a una movilidad dada; de manera tal que, la concentración de la sustancia puede ser relacionada a la corriente medida para esa movilidad particular. Esto es solo posible si la concentración de las moléculas analíticas no excede el limite de saturación, y el gas portador permanece constante; ya que, las especies de iones producto son determinadas tanto por el gas portador como por las moléculas analíticas. Por esta razón las aplicaciones practicas de esta tecnología tiene que ser limitada a la medida de concentraciones de trazo de sustancias orgánicas en aire o gases puros.



Figura 2.7.- Diagrama esquemático del tubo de derivación de un espectrómetro de movilidad iónica [1]. Iones de diferente tamaño y carga arriban al detector en diferentes tiempos. El tiempo de derivación de un ión esta en función de la movilidad del ión en el gas derivado (N_2 es el más usado, pero puede ser algún otro gas), fuerza del campo eléctrico, E, (típicamente en el orden de 20 V/cm), y la longitud de la región de derivación del tubo.

El uso de tales sistemas es evaluado por la detección de concentraciones de trazo de Halotano, Enfluorano e Isofluorano en aire por Eiceman [7]. En este estudio utilizan un EMI - con una fuente de ionización - β Ni⁶³ - y un espectrómetro de masas, para analizar e identificar los iones producto formados de los tres agentes anestésicos volátiles en concentraciones desde 10 a 500 ppb (partes por billón). Las medidas son hechas a 40°C y 150°C, en aire, y los efectos de N₂O y otras variaciones en la composición del gas portador no son caracterizadas. Los resultados obtenidos demuestran que el espectrómetro de movilidad iónica, tiene la capacidad para detectar y medir las concentraciones de los tres agentes anestésicos comúnmente utilizados. Sin embargo, este dispositivo no es útil para el monitoreo de gases de anestesia, debido a su falta de un rango de medida amplio; ya que sus rangos de medida van de las partes-por-millón (PPM) a las partes-porbillón(PPB).

2.3.6 Condensador de Aspiración Plano

El condensador de aspiración plano fue desarrollado en Finlandia por Puumalainen y Paakanen [8,9], es muy semejante en cuanto a funcionamiento al espectrómetro de movilidad iónica. En el condensador, los iones de diferente movilidad iónica son separados en el espacio y medidos simultáneamente usando múltiples platos detectores en lugar de usar un solo plato como es el caso del espectrómetro de movilidad iónica; esto hace la diferencia. Una de las principales características del condensador de aspiración, es que los platos superiores de la celda y los platos detectores (platos inferiores), se encuentran ubicados de manera geométrica en forma de un capacitor o condensador; de aquí el nombre dado al sensor(ver figura 2.8).



Figura 2.8.- Diagrama esquemático de la celda de un condensador de aspiración plano [1]. Las moléculas de la muestra de gas son ionizadas. Los iones producto resultantes son separados por su movilidad en un campo eléctrico débil. Los iones con muy alta movilidad caen en el primer plato detector, y los iones con baja movilidad caen en el último plato detector.

En el condensador de aspiración, una bomba mantiene constante la muestra de gas que fluye a través de todo el dispositivo. La muestra de gas es introducida a la región de ionización en donde es ionizada por una fuente radioactiva y calentada a una temperatura constante. Los iones producto formados, son entonces acarreados hacia la celda de detección a través del mismo flujo de gas. Ya en la celda de detección, la trayectoria de los iones es desviada por un campo eléctrico que es producido al aplicar una diferencia de potencial entre los platos metálicos que se encuentran en paredes opuestas de la celda. Las moléculas neutras o no ionizadas, no son afectadas por el campo eléctrico; sin embargo, las partículas cargadas son desviadas en su trayectoria y eventualmente empiezan a golpear las paredes de la celda. Los iones desviados empiezan a chocar con los platos detectores de manera tal que los iones de alta movilidad son capturados por el primer condensador y los iones de muy baja movilidad son capturados por el último. Cada uno de los condensadores, genera una corriente eléctrica que es proporcional a la carga y abundancia de los iones impactados; esta además, es función de la magnitud del campo eléctrico y de la distribución de movilidad iónica de la muestra de gas. Cuando los iones chocan con los platos detectores, estos se desintegran y todas las moléculas implicadas regresan al flujo del gas en su estado original.

2.3.6.1 Condensador de Aspiración diferencial de primer orden con barrido de campo

Este sistema desarrollado por Sacristán [1,10] es una versión simplificada del condensador de aspiración descrito en la sección anterior que utiliza un sistema de barrido de campo, un solo electrodo para hacer mediciones, y presenta ciertas ventajas en la detección de la movilidad promedio de los iones en muestras de gas altamente saturado, como es el caso de los agentes anestésicos halogenados, para los cuales fue específicamente diseñado, debido a la eficiencia que presenta en la captura de iones en función de la movilidad, la cual es bastante lineal en la relación corriente - movilidad en la región de interés. Este sistema se describe a detalle en capítulos posteriores.

Capítulo

Control en perspectiva

3.1 INTRODUCCION

El uso de técnicas de control clásico como es el control PID de ganancia fija, en algunos casos resulta ser una buena alternativa para controlar sistemas dinámicos; ya que proporcionan tiempos de respuesta rápidos, sin embargo entre mayor es la precisión requerida en el sistema el ajuste de este tipo de control es más difícil ya que son bastante sensibles a las señales de ruido y en ocasiones introducen oscilaciones cuando se presentan retardos en el sistema. Cuando la dinámica de los sistemas o procesos a controlar es no lineal, el control tiene que tener la capacidad de compensar esta no-linealidad y aunque el control PID asume relaciones lineales, este no tiene la capacidad para responder a esto. Esta no-linealidad difícilmente puede ser caracterizada por una ecuación por lo que en la mayoría de los casos es tratada de manera subjetiva por el operador del proceso. Esta subjetividad tiene implicaciones profundas para poder modelar este tipo de sistemas a través de la lógica difusa [11].

La implementación de controles PID basados en lógica difusa es motivada por su habilidad para capturar estrategias cualitativas de control y su capacidad de implementar un comportamiento de control altamente flexible. Con estos podemos lograr que nuestros sistemas puedan ajustarse a condiciones cambiantes que son muchas veces imposibles de predecir, tales como los cambios ambientales o las condiciones de desgaste en sus componentes físicos, por citar algunos ejemplos.

3.2 EL PRINCIPIO DE LA RETROALIMENTACION

Un sistema de control no es mas que una interconexión de componentes que forman la configuración de un sistema, que proporcionara una respuesta deseada de éste. Dado que se conoce la repuesta deseada del sistema, se genera una señal proporcional al error entre la respuesta deseada y la real. La utilización de esta señal para controlar el proceso produce una secuencia de operaciones de circuito cerrado que se conoce como sistema de retroalimentación. El principio de retroalimentación puede ser entonces expresado como sigue [12,13]:

Incrementar la variable manipulada (variable de control) cuando la variable del proceso sea más pequeña que el punto fijado (setpoint) y decrementar la variable manipulada cuando la variable del proceso sea mayor que el punto fijado.

Este tipo de retroalimentación es llamada retroalimentación negativa debido a que la variable manipulada se mueve en sentido contrario a la variable del proceso. El principio de retroalimentación puede ser ilustrado como se muestra en la figura 3.1.



Figura 3.1. Diagrama a bloques de un proceso de control con retroalimentación

En este diagrama el proceso y el control son representados como cajas con flechas denotando entradas y salidas. Note también que hay un símbolo especial denotando la suma de señales. El diagrama muestra que el proceso y el control son conectados en retroalimentación de lazo cerrado. La presencia del bloque con signo negativo indica que la retroalimentación es negativa.

La razón por la cual los sistemas retroalimentados son de interés es que la retroalimentación hace que la variable del proceso se aproxime al setpoint a pesar de los disturbios y variaciones de las variables del proceso.

3.3 CONTROL ON/OFF

La retroalimentación puede ser arreglada de muchas maneras diferentes. Un simple mecanismo retroalimentado puede ser descrito matemáticamente como sigue [14]:

$$U = \begin{cases} u_{max} & \text{si } e > 0 \\ u_{min} & \text{si } e < 0 \end{cases}$$
(3.1)

Donde $e = y_{sp} - y$ es el error de control. Esto supone que siempre se aplica la máxima acción de control. La variable manipulada, de esta manera, tiene su valor más grande cuando el error es positivo, y su valor más pequeño cuando el error es negativo (ver figura 3.2). Este tipo de retroalimentación es llamado control on/off. Es un control simple (no hay parámetros a elegir) y con frecuencia logra mantener la variable del proceso cerca del setpoint, pero pude típicamente ocasionar que las variables del sistema oscilen.



Figura 3.2. Características de control para un control On/Off ideal.

3.3.1 Control proporcional

La razón por la cual un control on/off con frecuencia da lugar a oscilaciones es que el sistema sobre - actúa debido a que un cambio pequeño en el error puede provocar que la variable manipulada cambie sobre su rango total. La figura (3.3) muestra las características de un control proporcional. El control es de esta manera caracterizado por una función $\mathbf{u} = \mathbf{f}_{c}$ (**e**) mostrada en la figura.



Figura 3.3. Característica de un control proporcional. La entrada es el error de control e y la salida es la señal de control u [14].

Para describir las características de un control proporcional se procede a dar los limites de la variable de control u_{max} y u_{min} . El rango lineal puede ser especificado ya sea dando la pendiente de la gráfica (ganancia del control) o especificando el rango en donde la gráfica es lineal (banda proporcional P_b). Este rango normalmente es centrado alrededor del setpoint.

La banda proporcional y la ganancia de control están relacionadas a través de:

$$u_{\text{max}} - u_{\text{min}} = K P_b \qquad (3.2)$$

Normalmente se asume que u_{max} — u_{min} =100%, lo que implica que:

$$K = \frac{100}{P_b} \tag{3.3}$$

Nótese que un control proporcional actúa como un control on/off para errores grandes.

3.4. ANALISIS ESTATICO DE SISTEMAS RETROALIMENTADOS

Las propiedades de un sistema de control pueden ser entendidas por un simple análisis estático[14]. Para esto introduciremos la característica de un proceso estático, que es una curva que muestra el valor estacionario de la salida del proceso **y** como una función de la entrada **u** (ver figura 3.4). Esta curva tiene una interpretación física solo para procesos estables. La característica estática del proceso es muy importante. Pude ser utilizada para determinar el rango de la señal de control requerido para cambiar la salida del proceso sobre el rango deseado, para definir el tamaño de los actuadores, y para seleccionar la resolución del sensor.



Figura 3.4. Característica del proceso estático. Muestra la salida del proceso y como una función de la entrada del proceso u bajo condiciones estáticas.

3.4.1 Control proporcional

Consideremos un proceso bajo control proporcional. El control estará caracterizado por:

$$y = f_C \left(y_{SP} - y \right) \tag{3.4}$$

Introduciendo la característica de control inverso f_c-1, puede ser escrita como:

$$y_{sp} - y = f_{c}^{-1}(u)$$
(3.5)

Además introduciendo la característica de proceso estático

$$y = f_p(u) \tag{3.6}$$

Sustituyendo (3.6) en (3.5), encontramos que el valor de equilibrio de u satisface la ecuación

$$y_{SP} - f_C^{-1}(u) = f_P(u)$$
(3.7)

Esta ecuación puede ser resuelta gráficamente si se encuentra la intersección entre la gráfica de la función $f_P(u)$ y $y_{SP} - f_C^{-1}(u)$ como se muestra en la figura 3.5.



Figura 3.5. Determinación del equilibrio de un proceso estático y características de control.

El valor de equilibrio de la salida del proceso **y** es obtenida simplemente como la coordenada-y de la intersección. En la construcción de la gráfica, es fácil ver que el equilibrio es influenciado por el setpoint y la ganancia de control. El equilibrio coincide con el setpoint solo si:

$$y_{SP} = y_O = f_P(u) \tag{3.8}$$

Para todos los otros valores del setpoint puede haber desviación. Si la característica del proceso es aproximada por una línea recta con pendiente K_P, y la ganancia de control es K, la desviación puede ser fácilmente calculada.

Introduciendo el parámetro a mostrado en la figura (3.5), encontramos que:

$$\mathcal{Y}_{SP} - \mathcal{Y}_{O} = \left(\mathbf{K}_{P} + \frac{1}{K}\right)a$$

у

 $y_{SP} - y = \frac{1}{K}a$

Esto implica que el error de estado estable esta dado por

$$e = y_{sp} - y = \frac{1}{1 + K_{P}K} (y_{sp} - y_{o})$$
(3.9)

Lo que quiere decir, que entre más pequeña sea la desviación, más grande es la ganancia de lazo K_PK.

3.5 CONTROL PID

Hasta aquí hemos dicho que el control proporcional tiene la desventaja de presentar un error de estado estable o estático. Los algoritmos de control utilizados en al practica, por lo tanto, son más complejos que el control proporcional. Se ha encontrado con el paso del tiempo que el así llamado control PID resulta ser una estructura bastante útil. Dentro de la banda proporcional el comportamiento de la versión del algoritmo PID puede ser descrito como [14,15]:

$$u(t) = K\left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt}\right)$$
(3.10)

donde *u* es la variable de control y *e* es el error de control ($e = y_{SP} - y$). La variable de control es así una suma de tres términos: el termino P (que es proporcional al error), el termino I (que es proporcional a la integral del error), y el termino D (que es proporcional a la derivada del error). Los parámetros de control son la ganancia proporcional K, el tiempo integral T_i, y el tiempo derivativo T_d.

3.5.1 Acción proporcional

En el caso del control proporcional, la ecuación (3.10) se reduce a:

$$u(t) = Ke(t) + u_b \tag{3.11}$$

La acción de control es simplemente proporcional al error del control. La variable u_b es un reset. Cuando el error de control es cero, la variable de control toma el valor $u(t)=u_b$. El reset u_b es con frecuencia fijado a ($u_{max} + u_{min}$)/2, pero algunas veces puede ser ajustado manualmente para hacer que el error de control estacionario sea cero en el setpoint dado.

3.5.2 Análisis estático

Considere el lazo de retroalimentación simple, mostrado en la figura 3.6, y que esta compuesto de un proceso y un control. Asumamos que el control tiene una acción proporcional y que el proceso es modelado por el modelo estático:

$$x = K_p(u+1) \tag{3.12}$$

donde x es la variable del proceso, u es la variable de control, l es una perturbación de la carga, y K_P es la ganancia del proceso estático.

Las siguientes ecuaciones son obtenidas del diagrama de bloques

$$y = x + n$$

$$x = K_{p}(u+l)$$

$$u = K(y_{SP} - y) + u_{b}$$

(3.13)

Combinando estas tres expresiones encontramos que la relación entre la variable del proceso x, el setpoint y_{SP} , la perturbación de la carga l, y el ruido medido n; esta dada por:

$$x = \frac{KK_{P}}{1 + KK_{P}} (y_{SP} - n) + \frac{K_{P}}{1 + KK_{P}} (l + u_{b})$$
(3.14)



Figura 3.6. Diagrama a bloques de un simple lazo de retroalimentación.

Comparada con la ecuación (3.9), el producto KK_P es un numero dimensional llamado ganancia de lazo. De la ecuación (3.14) se pueden deducir algunas características interesantes del sistema de lazo cerrado; como son:

- Primero asumiendo que n y u_b son cero. Entonces la ganancia de lazo debe de ser alta para asegurar que la salida del proceso x se aproxime al setpoint y_{SP}.
- ➤ Un valor alto de la ganancia de lazo puede provocar que el sistema sea insensible a las perturbaciones de la carga. Sin embargo, si n≠0, el ruido medido influenciara a la salida del proceso en la misma proporción que lo hace y_{SP}. Para evitar hacer al sistema sensible al ruido medido, la ganancia de lazo no debe de ser tan grande.
- > El reset u_b influencia al sistema de la misma manera que las perturbaciones de la carga.
- Es claro de la ecuación (3.14) que en el control proporcional existe un error de estado estable. Esto puede ser deducido intuitivamente de la observación de la ecuación (3.13) donde el error de control es cero solo cuando u = u_b en estado estacionario. El error, por lo tanto, puede ser hecho cero en una condición de operación dada con una elección apropiada del reset u_b del controlador.

El análisis anterior esta basado en la suposición de que el proceso pueda ser descrito por un modelo estático. Por otra parte, en la practica, la máxima ganancia de lazo es determinada por la dinámica del proceso ya que está regularmente es dependiente de la frecuencia. Un ejemplo típico de control proporcional es ilustrado en la figura (3.7). La figura muestra el comportamiento de la salida del proceso y la señal de control después de que ocurre un cambio en el setpoint.

La figura muestra que el error de estado estable decrece cuando la ganancia del control se incrementa como se predijo con la ecuación (3.14). Hay que notar también que la respuesta llaga a ser más oscilatoria cuando la ganancia del control se incrementa. Esto es debido a la dinámica del proceso.



Figura 3.7. Simulación de un sistema de lazo cerrado con control proporcional [14]. La función de transferencia del proceso es $G(s)=(s+1)^{-3}$. El diagrama de arriba muestra el setpoint $y_{SP} = 1$ y la salida del proceso y para diferentes valores de ganancia del controlador K. El diagrama de abajo muestra la señal de control u para diferentes ganancias del control.

3.5.3 Acción integral

La función principal de la acción integral es asegurar que la salida del proceso coincida con el setpoint en estado estable. Con control proporcional normalmente hay un error de estado estable. Con acción integral, un pequeño error positivo puede conducir a un incremento en la señal de control, y un error negativo puede dar un decremento de la señal de control sin importar que tan pequeño sea el error.

Asumamos que el sistema esta en estado estable con una señal de control constante (u_0) y un error constante (e_0) . Considerando la ecuación (3.10), la señal de control esta dada por:

$$u_0 = K \left(e_0 + \frac{e_0}{T_i} t \right)$$

Mientras $e_0 \neq 0$, es claramente contradictoria la suposición de que la señal de control u_0 es constante. Un control con acción integral siempre da un error de estado estable nulo.

La acción integral puede ser visualizada como un dispositivo que automáticamente resetea el termino u_b (bias) de un control proporcional. Esto es ilustrado en el diagrama a bloques en la figura 3.8, que muestra un control proporcional con un reset que es ajustado automáticamente. El ajuste es hecho retroalimentando una señal, que es un valor filtrado de la salida, al punto de suma del control. Un simple calculo muestra que el control proporcional da los resultados deseados.



Figura 3.8. Implementación de la acción integral como retroalimentación positiva alrededor de un retardo.

Las siguientes ecuaciones resultan del diagrama a bloques:

$$u = Ke + I$$
$$T_{i} \frac{dI}{dt} + I = u$$

Relacionando estas ecuaciones, tenemos

$$T_i \frac{dI}{dt} + I = Ke + I$$

por lo tanto:

$$T_i \frac{dI}{dt} = Ke$$

que muestra que el control en la figura (3.8) es, en realidad, un control PI.

Las propiedades de la acción integral son ilustradas en la figura 3.9, que muestra una simulación de un sistema con control PI. En esta la ganancia proporcional es constante K=1 en todas las curvas, y el tiempo integral es variado. De la figura se puede observar que:

- > Si $T_i = \infty$ esto correspondería a un control proporcional puro.
- El error de estado estable es removido cuando T_i tiene valores finitos.
- Para valores grandes de T_i, la respuesta se desliza hacia el setpoint. El acercamiento es aproximadamente exponencial con tiempo constante T_i/KK_p. El acercamiento es más rápido para valores más pequeños de T_i; y también más oscilatorio.



Figura 3.9. Simulación de un sistema de lazo cerrado con control proporcional integral [14]. La función de transferencia del proceso es $G(s)=(s+1)^{-3}$, y la ganancia del control es K=1. El diagrama de arriba muestra el setpoint y $y_{SP} = 1$ y la salida del proceso y para diferentes valores del tiempo integral T_i. El diagrama de abajo muestra la señal de control u para diferentes tiempos integrales.

3.5.4 Acción derivada

El propósito de la acción derivada es mejorar la estabilidad de lazo cerrado. El mecanismo de estabilidad puede ser descrito de manera intuitiva como sigue: Debido a la dinámica del proceso, puede tomar algún tiempo antes de que un cambio en la variable de control repercuta o actúe sobre la salida del proceso. De esta manera, el sistema de control puede tardarse en corregir algún error. La acción de un control con acción proporcional y derivativa puede ser interpretada como si el control es hecho proporcional para predecir la salida del proceso, donde la predicción es hecha mediante la extrapolación del error por la tangente a la curva del error.

La estructura básica del control PD es:

$$u(t) = K\left(e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt}\right)$$

la señal de control es así proporcional a una estimación del error de control un tiempo T_d adelante, donde la estimación es obtenida por extrapolación lineal.

Las propiedades de la acción derivativa son ilustradas en la figura (3.10), la cual muestra una simulación de un sistema con control PID. La ganancia de control y el tiempo integral son mantenidos constantes, K = 3 y $T_i=2$, y el tiempo derivado T_d es cambiado.

La figura muestra que:

- > Para $T_d = 0$ tenemos un control PI puro.
- El sistema de lazo cerrado es oscilatorio con los parámetros elegidos.
- El amortiguamiento se incrementa cuando se incrementa el T_d, pero decrece nuevamente cuando T_d llaga a ser bastante grande.



Figura 3.10. Simulación de un sistema de lazo cerrado con control proporcional, integral y derivativo [14]. La función de transferencia del proceso es $G(s)=(s+1)^{-3}$, la ganancia del control es K=3, y el tiempo integral es $T_i = 2$. El diagrama superior muestra el setpoint $y_{SP} = 1$ y la salida del proceso y para diferentes valores del tiempo derivado T_d . El diagrama inferior muestra la señal de control u para diferentes valores de T_d .

3.5.5 Aspectos importantes del control pid

3.5.5.1 ¿ Cuando es suficiente con un control PI?

Este tipo de control es suficiente para todos los procesos donde las dinámicas son esencialmente de primer orden, o cuando el proceso tiene que ser diseñado de manera tal que sus operaciones no requieran un control hermético. Entonces, incluso si la dinámica del sistema es de un orden alto, se necesita una acción integral para proporcionar un offset de estado estable igual a cero y una respuesta transitoria adecuada para la acción proporcional.

3.5.5.2 ¿ Cuando es suficiente con un control PID?

Similarmente, el control PID es suficiente para procesos donde las dinámicas dominantes son de segundo orden. Para tales procesos no hay beneficios ganados si se utilizan controles más complejos.

Un caso típico de la acción derivativa es mejorar la respuesta cuando las dinámicas son caracterizadas por tiempos constantes que difieren en magnitud. La acción derivativa provechosamente es utilizada para incrementar la velocidad de la respuesta. El control de temperatura es un caso típico. La acción derivativa es también benéfica cuando se requiere realizar un control justo o cerrado de un sistema de orden alto. Las dinámicas de orden alto pueden limitar la cantidad de ganancia proporcional para un buen control, por lo tanto, una ganancia proporcional alta puede ser utilizada para incrementar la velocidad de la respuesta transitoria.

3.5.5.3 ¿Cuando utilizar un control mas sofisticado?

- Cuando el proceso es de orden alto.- Cuando el sistema es de un orden mayor a dos, el control puede ser mejorado utilizando un control más complejo que el control PID.
- Sistemas con tiempos muertos grandes.- Sistemas de control con tiempos de retardo dominantes son notoriamente difíciles de controlar con control PID. Parece que hay un acuerdo general de que la acción derivativa no ayuda mucho a procesos con tiempos de retardo dominantes.
- Sistemas con modos oscilatorios.- Sistemas con modos oscilatorios que ocurren cuando hay inercia es otro caso donde el control PID no es suficiente.

3.5.5.4 Conclusión

El control P es utilizado para obtener un error estacionario no admisible, el cual se puede reducir o eliminar combinándolo con un control I para formar un control PI que puede mejorar la precisión sin alterar apenas la respuesta transitoria. Por otra parte si se realiza un control PD, se aprovecha de la parte derivativa la anticipación que tiene esta al error, sin embargo si no acontece error alguno se tiene la desventaja de la amplificación de señales de ruido que pudieran producir saturación en el control. Sin embargo, si los efectos de acción proporcional, integral y derivativo, se combinan; aprovechamos las ventajas de estas tres acciones de control individual, generando con esto un tipo de control bastante confiable como lo es el control PID.

3.6 CONTROL DIFUSO

3.6.1 Introducción

La lógica difusa es considerada como una técnica para fabricar decisiones. En muchas aplicaciones de control de procesos, el algoritmo resultante esta gobernado por un numero de decisiones claves que están implícitas en el mismo. Definir las mejores decisiones requiere un amplio conocimiento del sistema, pero cuando la experiencia o comprensión del problema no es buena o no se tiene; optimizar el algoritmo es muy difícil. Esta es la razón por la cual la lógica difusa es utilizada. Con lógica difusa, podemos dividir el problema dentro de un numero discreto de posibles decisiones para asociar funciones de membresía con cada entrada y salida. La exactitud de la salida depende de cómo sean definidas las funciones de membresía y de que reglas sean implementadas. El resultado es que el usuario sin saber o tener una comprensión amplia puede resolver el problema.

3.6.2 El concepto difuso

El comienzo de la lógica difusa esta muy relacionado con Lofti Zadeh - uno de los más grandes investigadores de las ultimas décadas - ya que en 1965 escribe un papel original definiendo formalmente la teoría de conjuntos difusos (fuzzy set) de la cual surge la lógica difusa [16]. Zadeh, extiende la clásica teoría de conjuntos para resolver problemas que son a veces generados por la dura y rígida clasificación "Todo o nada" de la lógica booleana. Tradicionalmente una expresión lógica puede caer solo en uno de los dos extremos: completamente verdadero o completamente falso. Sin embargo en el mundo creado por Zadeh, los valores alcanzan de 0 a 100% de verdad o falsedad. En otras palabras, la lógica difusa se apoya en la teoría de que todas las afirmaciones, objetos o cosas se reconocen con grados de verdad, es decir, tienen algunos grados de verdad entre 0 y 1, inclusive. Temperatura, distancia, belleza, simpatía, inexperiencia, gusto - todos se pueden evaluar con grados de verdad y en una escala móvil que con frecuencia hace lo imposible para distinguir miembros de una clase de no miembros.

Para incorporar estos conceptos "grados de verdad", la lógica difusa extiende la lógica tradicional en dos caminos: primero, los conjuntos pueden ser definidos cualitativamente (usando términos lingüísticos como "alto", "caliente", "activo", y así sucesivamente), y a los elementos de estos conjuntos se les asignan grados de membresía. Por ejemplo, un rango de temperatura, puede ser representado por el conjunto formado por los términos: "muy baja", "baja", "media", "alta", y "muy alta"; cada uno es descrito por un miembro funcional como se muestra en la figura (3-11).



Figura 3.11 Cinco estados difusos de una variable de temperatura T dentro de un rango (T_1, T_2) , son elementos de un conjunto difuso particular. Cada estado es descrito por una palabra apropiada – "muy baja", "baja", "media", "alta", y "muy alta"; a través de curvas que relacionan las palabras con valores de temperatura.
En segundo lugar, alguna acción o respuesta (salida) resultante de una declaración es verdadera o parcialmente verdadera cumpliendo, una fuerte reflexión del grado para el cual la declaración es verdadera. Como un ejemplo rápido, imagine un motor de un ventilador tradicional cuya velocidad es una función de la temperatura de entrada, como muestra la tabla 3.1 [17]. La corriente suministrada al motor del ventilador es regulada por conjuntos de temperatura: fría, fresca, calurosa y caliente. Si la temperatura es calurosa la corriente es 50 y la velocidad del ventilador es media. El problema es que cuando la temperatura de entrada rebasa los limites especificados por las temperaturas: fría y caliente, la corriente de impulso y la velocidad del ventilador cambian bruscamente. Sin embargo en la lógica difusa, cuando la temperatura se mueve de FRESCA a CALUROSA, la velocidad del ventilador cambia gradualmente. Por lo tanto, los sistemas con lógica difusa producen salidas suaves y continuas con las cuales se evitan los cambios bruscos, a pesar de que las entradas crucen los límites establecidos.

TEMPERATURA	VELOCIDAD DEL VENTILADOR	ACCIÓN RELATIVA "CORRIENTE"
FRIA	OFF	0
FRESCA	LENTO	5
CALUROSA	MEDIA	50
CALIENTE	RAPIDA	100

Tabla 3.1.- Control de velocidad del ventilador.

La lógica difusa puede ser considerada como una teoría cuyas bases son los principios formales del razonamiento aproximado y exacto como límite. Es una teoría que está hecha para jugar un papel importante en nuestra comprensión del conocimiento humano y en nuestra habilidad para construir máquinas que simulen decisiones humanas formadas en un medio ambiente incierto e impreciso. La lógica difusa refleja lo que la gente piensa. En parte modela nuestro sentido de la palabra, nuestra formación de decisiones, nuestro reconocimiento de vista y sonido. Descubre un ángulo de intuición. Puede también reflejar funciones cerebrales actuales, tales como detectar color y distinguir fonemas. Como un resultado nos guía hacía el diseño de máquinas modernas más humanas.

3.6.3 Principios básicos

3.6.3.1 La lógica difusa en términos de conjuntos

La teoría de conjuntos difusos³, es considerada como el centro de la teoría de la lógica difusa, ya que <u>Intenta</u> un pacto con las intuiciones y experiencias del ser humano, y permite expresar con palabras las reglas de operación y control del sistema. El concepto de conjunto difuso suena difícil pero en realidad su comprensión es muy fácil.

Para poder comprender este concepto es necesario tener presente que la lógica clásica es aquella que solo maneja dos valores lógicos para determinar si una variable es completamente verdadera (1 lógico) ó completamente falsa (0 lógico). Por lo tanto, esta lógica no permite determinar una verdad o falsedad parcial, ya que la variable o es falsa o es verdadera.

³ En la teoría de conjuntos difusos, un conjunto es normalmente definido como una colección de elementos u objetos que pueden ser finitos, contables o sobre contables.

Por ejemplo una variable como MUJERES ALTAS puede ser representada con lógica clásica como [18]:

$$A_{MUJERES} = \{X / 1.60m < X < 2.20m\}$$

En donde:

A _{MUJERES ALTAS}	→Representa al conjunto clásico de MUJERES ALTAS
Х	→Representa a una mujer x que pertenece al conjunto.
1.60m <x<220m< td=""><td>→Representa al conjunto de elementos que conforman dicho conjunto.</td></x<220m<>	→Representa al conjunto de elementos que conforman dicho conjunto.

Esto lo podemos representar por medio de una gráfica como se muestra en la figura (3.12).



Figura 3.12 Lógica tradicional o clásica. Cada mujer es o no un miembro del conjunto mujeres altas y una simple fracción en centímetros puede ser la diferencia.

Ahora podemos preguntarnos si Mary cuya estatura es de 1.7 mts, pertenece o no al conjunto de mujeres altas (parte sombreada de la figura 3.12). Una lógica sería preguntarnos si la declaración "Mary es una mujer alta" es verdadera o falsa, y como solo existen 2 niveles lógicos (0 y 1), solo podemos seleccionar uno u otro.

Si observamos la figura (3.12), la declaración "Mary es una mujer alta" es totalmente verdadera, por lo tanto, pertenece al conjunto de mujeres altas puesto que su estatura esta dentro del intervalo especificado para este conjunto; pero si ella fuera 20 cm mas baja, esta declaración seria totalmente falsa.

Si ahora suponemos que la estatura de Mary es de 1.60 mts. Analizando la figura (3.12), observamos que no es posible definir si la declaración "Mary es una mujer alta" es verdadera o si es falsa; por lo tanto, nos encontramos con una clase de indeterminación. Esta indeterminación es la desventaja principal que presenta la lógica clásica y es ocasionada debido a que no permite miembros parciales. La teoría de conjuntos difusos es por ello desarrollada para poder expresar conceptos inexactos como este, que en ocasiones nosotros damos con subjetividad. La lógica difusa basada en la teoría de conjuntos difusos permite eliminar estas indeterminaciones permitiendo conjuntos de miembros parciales, es decir, permite una transición gradual entre permanecer completamente a un conjunto o no.

Podemos retomar con esto el ejemplo anterior para decir que el concepto de MUJERES ALTAS - dentro de la lógica clásica - no esta bien definido, ya que es ir desde bajo hasta alto; con esto la sensación de MUJERES ALTAS se vuelve gradualmente fuerte y luego gradualmente débil. Por lo tanto si los grados de verdad (0 y 1) son designados nuevamente para representar esta sensibilidad, el resultado es una curva como la mostrada en la figura (3.13).



Figura 3.13 Lógica difusa.- Permite un conjunto parcial de miembros que es caracterizado por una transición gradual de estatura baja a estatura alta.

La lógica difusa permite la afirmación "Mary es alta" para tener un rango de veracidad, que depende de las Mary's altas. Por ejemplo, si Mary mide 1 metro, la afirmación de que ella es alta es completamente falsa; pero si ella mide 2.2 mts, la afirmación es completamente verdadera. Si consideramos ahora que ella mide 1.65 mts la afirmación puede ser 75% verdadera.

Trabajando con estas premisas (resultados) el camino de verdadero y falso puede ser gradual y además implícito, ya que puede presentarse simultáneamente la verdad parcial y la falsedad parcial.

Para aplicar la teoría de conjuntos difusos, debemos indicar el grado al que una variable es miembro de un conjunto. Nosotros hacemos esto con la variable "grado de miembro" a menudo representada por la letra griega μ. Por lo tanto, la expresión [19]:

$$\mu_A(X) \rightarrow [0,1]$$

Quiere decir: el grado de membresía del elemento X en el conjunto difuso A con rango desde 0 a 1. Cuando es aplicado a la lógica difusa, μ es llamada el "valor verdadero" y representa el grado al que una afirmación es verdadera (ver figura 3.14). El rango $0 \le \mu \le 1$, con 0 indicando miembro nulo (o completamente falso) y 1 indicando miembro completo (completamente verdadero), es consistente con las notaciones usadas en los dos niveles lógicos tradicionales [18].



Figura 3.14.-El grado al que un elemento es miembro de un conjunto difuso, es denotado por μ . En este ejemplo, una mujer de 1.7 mts de altura tiene un grado de verdad en el conjunto de MUJERES ALTAS de 0.75.

3.6.3.2 Variables lingüísticas y su aplicación al control difuso

Un concepto básico en la lógica difusa que juega un papel principal en muchas de sus aplicaciones, especialmente en el área de control difuso, es el de la variable lingüística.

Una variable lingüística, como su nombre lo indica, es una variable cuyos valores no son números sino palabras o sentencias en un lenguaje natural o sintético. Por ejemplo, "EDAD" es una variable lingüística y sus valores pueden ser "MUY JOVEN", "JOVEN", "VIEJO", y "MUY VIEJO". Esta variable puede ser representada utilizando la variable base U⁴ que representa la edad en años de vida (U= [0, 100]), de la forma mostrada en la figura (3.15).

La representación de la variable "edad" en la figura (3.15) muestra dos cosas muy importantes que hay que mencionar:

1.- Las líneas punteadas entre los valores de EDAD indican que los rangos de estas variables con respecto a la variable base, están completamente abiertos para ser especificados según el criterio o razonamiento del diseñador.

2.- El porcentaje de probabilidad de que un valor X de la variable base pertenezca a un valor de edad, es representado por el número que se incluye en cada una de las líneas continuas. Por ejemplo, la probabilidad de que un valor de la variable base tal como 25 pertenezca al valor de edad "MUY JOVEN" es de .4, pero la probabilidad de que este mismo valor pertenezca al valor de edad "JOVEN" es de .9. Por lo tanto, sea cual fuere el valor de la variable base; el control basándose en los rangos establecidos para cada valor de edad, es capaz de determinar a que valor de edad pertenece, para poderlo utilizar posteriormente.



Figura 3.15 Representación de la variable lingüística EDAD.

En general, los valores de una variable lingüística pueden ser generados de un término primario (por ejemplo "JOVEN") su antónimo ("VIEJO"), una colección de modificaciones ("NO", "MUY", "MAS" O "MENOS", "IGUAL", "NO MUY", etc.), y los conectores "Y" y "O". Por ejemplo, un valor de "edad" puede ser "no muy joven" y "no muy viejo". Cada valor puede ser generado por un contexto - libre gramático.

⁴ La letra U es utilizada para denotar a un universo de trabajo que es definido como una colección arbitraría de objetos que pueden ser discretos o continuos.

3.6.4 Control con Lógica difusa

227460

Uno de los pasos principales para el diseño de controles difusos, es la comprensión y definición del sistema en términos de las variables de entrada y salida. Una vez que las variables son conocidas, pueden ser divididas en funciones de membresía. Por ejemplo, si la entrada es la temperatura, entonces los valores lingüísticos usados pueden ser frío, fresco, caluroso y caliente. Típicamente, son utilizados de 3 a 5 valores, asegurando una distribución simétrica de los valores positivos y negativos alrededor de la mediana.

El método de estudio de la relación entrada/salida, define las funciones de membresía y las reglas de control, dependiendo del tipo de sistema a ser modelado. En el desarrollo de un modelo, el acercamiento más sencillo es el estudio de los sistemas controlados por humanos. Debido a que el humano piensa en términos de las funciones de membresía y usa variables lingüísticas espontáneamente, es más fácil actualmente empezar por la interrogación de la gente que con un modelo matemático --terminando así con el patrón de diseño de la ingeniería practica [20].

Después de que las reglas y las funciones de membresía han sido definidas, el último paso es probar el sistema para la salida apropiada. Si falla la prueba, el control tiene que ser ajustado a través del ajuste fino de los parámetros del control como son: el universo de discurso de las variables, los valores de pico de las funciones de membresía, las reglas y el traslape de los conjuntos difusos [21]; el orden de ajuste de cada uno de estos parámetros depende de la experiencia del diseñador. Además el ajuste tiene que ser realizado en conjunto con el sistema para poder capturar en la estrategia de control la dinámica del sistema [22]. Varias iteraciones de estas son hechas hasta que la respuesta del sistema caiga por debajo del nivel de error aceptable definido por el operador del proceso.

La metodología de diseño con lógica difusa se muestra en la figura (3.16); en donde, se muestran los elementos principales del diseño difuso y se identifica el flujo de información entre bloques.



Figura 3.16 Perspectiva total de un sistema con lógica difusa.



Figura 3.17 Proceso de inferencia difuso

Un control difuso trabaja de manera similar a un sistema convencional: acepta un valor de entrada, realiza algunos cálculos, y genera un valor de salida. Este proceso es llamado proceso de inferencia difuso y emplea los tres pasos ilustrados en la figura (3.17):

- a) *Fusificación*, en donde una entrada real es trasladada a un valor difuso.
- b) Evaluación de reglas, en donde los valores de verdad de salida difusos son calculados, y
- c) Defusificación, en donde el valor de salida difuso es trasladado a un valor de salida real.

Por ejemplo durante el paso de fusificación un valor de temperatura de 78 °F de entrada, es trasladado a un valor de verdad difuso. Esta temperatura es fusificada dentro del conjunto difuso **Caluroso** con un valor de verdad de 0.6 (60%) y en el conjunto difuso **Caliente** con un valor de verdad de 0.2 (20%) (figura 3.17).

Durante el paso de la evaluación de reglas el conjunto de reglas es evaluado y algunas de estas pueden ser activadas. Para 78°F solo 2 de 4 reglas son disparadas. Específicamente, usando la regla 3, la velocidad del ventilador puede ser **Baja** con un grado de verdad de 0.6. Similarmente utilizando la regla 4 la velocidad del ventilador pude ser **Cero** con un grado de verdad de 0.2.

Durante el paso de Defusificación las etiquetas de 60% Bajo y 20% Cero son combinadas usando un método de cálculo llamado Centroide de gravedad para producir de esta manera el valor de salida real de 13.5 RPM para la velocidad del ventilador. Existen diferentes métodos de defusificación sin embargo no todos son adecuados para la implementación de control. En cuanto al proceso de inferencia se recomienda la utilización del método conocido como PRODUCTO-SUMA-GRAVEDAD o una extensión de este como lo es el METODO DE RAZONAMIENTO DIFUSO SIMPLIFICADO [23].

3.6.5 Aspectos importantes del control difuso

3.6.5.1 ¿ Cuando es apropiado utilizar control difuso?

Aunque el control con lógica difusa es muy potente, no puede ser aplicado para resolver todo tipo de problemas y es necesario definir aquellos casos en los cuales es posible su aplicación. El control difuso es aplicable:

1.- Cuando una o más de las variables son continuas:

Un ejemplo puede ser un sistema de frenado para el automóvil [24], puesto que en el método de control para un sistema de esta naturaleza pueden ser incluidas las variables de control que tienen una relación entre si para una acción determinada, es decir, variables continuas tales como: la velocidad del carro, la presión de frenado, la temperatura de frenado, y el ángulo del movimiento lateral del carro relativo para el movimiento delantero. En donde el rango de valores para estas variables esta sujeto a la interpretación del sistema diseñado.

2.- Cuando la planta es conocida, es decir, se cuenta con la experiencia suficiente para poder controlarla, aún cuando no se conozca la interpretación matemática de esta, ni sus variables de estado, ni su función de transferencia:

Un ejemplo claro es el controlar un automóvil, pues todos los conductores tienen la noción suficiente para conducir adecuadamente y de cierta manera conocen su función de transferencia, pues pueden deducir cuando hay que realizar el cambio de velocidades, que ángulo puede soportar este sin voltearse, etc.

3.- En algunos casos, cuando el sistema es no lineal pero es posible controlarlo mediante la experiencia humana:

Por ejemplo, en el caso de un helicóptero, este es muy difícil de modelar, además de que su función de transferencia tampoco es lineal y es variante en el tiempo. Por lo tanto, para poder desarrollar un controlador para el piloto automático de este artefacto, es necesario recurrir a las experiencias y habilidades propias de los pilotos.

4.- En sistemas en donde la vaguedad es común:

Por ejemplo, un sistema económico, psicológico, etc.

3.6.5.2 Los beneficios de los sistemas difusos para aplicaciones de control son:

- Estos pueden tratar con ruido y datos inciertos.
- El conocimiento aplicado puede ser directamente incrustado dentro de las reglas.
- > Su operación puede ser intuitivamente entendida a diferencia de ser una caja negra -.
- Los tiempos de desarrollo pueden ser muy cortos.
- Estos pueden operar rápidamente.
- Estos pueden ser implementados en hardware para una velocidad aun mayor a la de operación.

3.7 CONTROL DIFUSO VS CONTROL CONVENCIONAL

En los puntos previos de este capitulo, se han tratado de introducir aspectos generales de los controladores convencionales; así como también, se ha logrado hacer un acercamiento detallado a lo que es el control con lógica difusa. Por lo tanto, estamos en la posición ideal de poder fijar nuestra atención en estas dos clases de control, para poder describir sus relaciones o estimar sus diferencias. Relaciones que permitirán subrayar la superioridad de los controladores difusos sobre los convencionales.

Similitudes:

- > Ambos controles son usados para controlar el comportamiento de sistemas físicos.
- Ambos necesitan acceso a las variables perceptibles que representan el comportamiento del sistema físico dado.

Diferencias:

- > En el control con lógica difusa, no es necesario tener un modelo preciso del sistema a controlar.
- En control difuso los objetivos son con frecuencia representados en un nivel por mucho trasladado a la operación del proceso; mientras que en el control convencional estos objetivos son generalmente representados como limites precisos en términos de las variables perceptibles, directamente o indirectamente.
- El control difuso es no lineal, poco sensible a los cambios de los parámetros del sistema a controlar y presenta un alto rechazo al ruido.
- En control difuso, el modelado de la planta esta implícito en la declaración del algoritmo de control.
- En control difuso, pueden implementarse fácilmente conocimientos del operador humano del proceso expresados en términos lingüísticos.
- Gracias a su forma de representación del conocimiento, el control difuso, puede contemplar situaciones excepcionales del estado del proceso.

Capítulo

Métodos

4.1 DESCRIPCION

Esta investigación tiene como objetivo principal caracterizar y corregir (disminuir o eliminar) los efectos que interfieren en la medición de los gases cuando existen variaciones de temperatura, presión y flujo. El plan de investigación para alcanzar estos objetivos consta de los siguientes puntos:

- 1. Evaluación de los controles PID de temperatura y presión originalmente diseñados para esta aplicación.
- 2. Diseño y evaluación de controles Difusos de Temperatura y Presión.
- 3. Comparación entre controles PID y Difusos.
- 4. Evaluación de los controles PID y Difusos dentro del prototipo.

Los controles PID de temperatura y presión, que fueron diseñados e implementados originalmente en el prototipo del condensador de aspiración por ENVIVA Corp, tendrán que ser evaluados para obtener un amplio dominio de su funcionamiento. Aun cuando se espera que estos sean confiables, se diseñaran y evaluaran nuevos controles más potentes que los utilizados, con el fin de experimentar si los efectos causados por las variaciones tanto de presión como de temperatura en el espectro de salida del prototipo son reducidos o eliminados. Estos nuevos controles serán implementados en software y estarán diseñados con lógica difusa (fuzzy logic). Los controles PID y difusos serán utilizados en el prototipo y se evaluara su funcionamiento, eficiencia y mejoras logradas con estos.

4.2 INSTRUMENTACION

4.2.1 Dispositivo prototipo

El diseño y configuración del prototipo está basado en el condensador de aspiración desarrollado en Finlandia por Puumalainen y Paakkanen [8,9]. Este prototipo tiene una celda de detección (figura 4.1) que es utilizada para medir tanto iones positivos como negativos. La celda es de 5cm de longitud y esta construida directamente en la superficie de una tarjeta de circuito impreso de fibra de vidrio. La celda tiene un plato detector chapeado en oro (E), un plato de referencia (V_B) y tres platos de deflexión independientes (V₀, V₁ y V₃). El plato de detección es conectado a un amplificador de corriente a voltaje. Este sistema permite medir la presencia de grupos de iones separados por su movilidad iónica. Además, diferentes combinaciones de los voltajes de deflexión pueden ser aplicados a los platos deflectores para separar más los grupos de iones.



Figura 4.1. Diagrama funcional de un condensador de aspiración diferencial de primer orden.

Este diseño permite la construcción de un sensor muy pequeño de 13.58cm de largo, 3.81cm de ancho y 2.34cm de altura (figura 4.2) que solo requiere de unos cuantos volts de potencia, no requiere de vacío y no tiene casi consumo de energía (excepto por una pequeña bomba de muestreo).



Figura 4.2. Diagrama seccional del sensor prototipo de movilidad iónica (no a escala).

El sistema de ionización utilizado es una fuente de radiación alpha, del tipo utilizado por detectores de humo. El material radioactivo de la fuente de radiación contiene 160 microCi de Am241. La ventaja de esta fuente es su estabilidad, aspereza, bajo costo y la nula energía requerida. El condensador de aspiración tiene un calentador que controla la temperatura de la muestra de gas antes de que esta sea ionizada. Un sensor de temperatura integrado (LM35) es ubicado a la salida de la fuente de ionización para proporcionar una medida continua de la temperatura de la muestra de gas, también se cuenta con otro sensor de temperatura del mismo tipo que se utiliza para medir de manera continua la temperatura del condensador de aspiración (bloque de cobre).

4.2.2 Descripción del sistema

Una computadora personal es utilizada para evaluar los controles de temperatura y presión del prototipo, así como también para controlar los voltajes de los platos de deflexión y medir la salida preamplificada del plato detector. La computadora es equipada con dos tarjetas de adquisición de datos: la CIO-DAS08 y la CIO-DDA06 (ComputerBoard Inc, Middleboro MA). La DAS08 tiene 8 canales A/D de entrada diferencial (12 bits), 2 canales D/A, y salidas digitales de 8 bits. La DDA06 tiene 6 canales de conversión D/A (16 bits) los cuales pueden ser actualizados individual o simultáneamente. La computadora es programada con LabVIEW (National Instruments) para aplicar secuencialmente diferentes combinaciones de voltajes a los platos de deflexión y medir la salida del plato detector. Las señales de los diferentes sensores son medidas en tiempo real y promediadas (200 muestras), estas son continuamente desplegadas y registradas en el disco duro.

Los voltajes de los platos de deflexión son controlados por la computadora (figura 4.3), de manera tal que las diferentes medidas iónicas puedan ser realizadas en sucesión rápida. Los platos deflectores V₀, V₁, V₃ y el plato posterior del voltaje de referencia V_{ref} (B), son conectados a los canales de salida D/A de la tarjeta DDA-06; estos voltajes son variados de –10 a +10 volts en incrementos controlados. La salida del plato detector es pasada a través de un convertidor corriente a voltaje y amplificada.



Figura 4.3. Diagrama funcional del sistema prototipo de análisis y experimentación. El sistema esta basado en una PC y ha sido construido y programado.

4.3 EVALUACION DE LOS CONTROLES PID

4.3.1 Sistema Experimental

El sensor de gases anestésicos (condensador de aspiración) para el cual fueron diseñados los controles PID de temperatura y presión, estará empotrado dentro de una computadora personal (PC) en donde las condiciones ambientales son estables, por lo que no-se vera afectado por cambios ambientales externos. Por lo tanto las pruebas que se realizan a estos controles son hechas colocando el sensor en un ambiente parecido al que se va encontrar cuando este funcionando ya dentro de la PC.

Para la evaluación de los controles PID se utilizo la computadora personal equipada con las tarjetas de adquisición, las cuales fueron programadas con LabVIEW; es importante mencionar que los controles PID aquí presentados son los originalmente diseñados para esta aplicación por ENVIVA Corp.

4.3.2 Control de Temperatura

El control de temperatura (figura 4.4) se probo a diferentes valores de referencia ($T_{setpoint}$) para caracterizar su tiempo de respuesta (Tr), Tiempo de asentamiento (T_s), sobretiro (O), precisión (P) y su estabilidad⁵.



Figura 4.4. Diseño original del Control de Temperatura PID.

⁵ Parámetros utilizados para caracterizar un control PID (ver apéndice A)

Para cada una de las pruebas el sensor de gases (bloque de cobre) se enfrío con un ventilador hasta una temperatura aproximada a la temperatura ambiente, esto con el fin de reducir el tiempo de espera entre una prueba y otra, por lo que la temperatura inicial del bloque en cada experimento esta muy cerca de un cierto valor y las pequeñas diferencias son debidas a la propia inercia térmica.

Por otra parte como la temperatura dentro de la PC esta alrededor de los 30 °C, se considero suficiente realizar pruebas para temperaturas mayores e iguales a esta; por lo que los valores seleccionados de setpoint fueron: 30, 35, 40, 45, 50, 55, y 60 °C.

La temperatura de control fue la de la muestra de gas y no la del bloque de cobre. En cada una de las pruebas la lectura del sensor de temperatura se midió, promedio (200 muestras) y registro en el disco duro. El control esta diseñado para manejar una corriente de 1 Amp en el circuito calentador.

4.3.3 Control de presión

El control de presión (figura 4.5) al igual que el control de temperatura sé probo a diferentes valores de referencia (P_{setpoint}) para caracterizar su tiempo de respuesta (tr), sobretiro (O), precisión (P) y su estabilidad.



Figura 4.5. Diseño original del Control de Presión PID.

En la caracterización del control de presión se considero de manera especial el arreglo de todos los dispositivos involucrados en el mismo, como son: el sensor de presión, el condensador de aspiración, el sensor de flujo, la bomba de muestreo, así como también el tamaño de todos los ductos (mangueras) y conectores que se utilizan para este propósito; esto con el fin de poder encontrar un arreglo adecuado de todos estos, que proporcione un mejor funcionamiento del sistema en general. Después de varias pruebas se determino que el arreglo de estos, fuera como el mostrado en la figura 4.6. Esto es muy importante ya que los ajustes que se realicen en el programa principal del prototipo pueden ser alterados si una ves hechos estos se cambia este arreglo.



Figura 4.6 - Arreglo Final de los dispositivos utilizados para el control de presión. El sensor de flujo solo sirve para monitorear el flujo del gas y no es utilizado por el control.

Se logro también una buena caracterización del sensor de presión utilizado para el control y se determino que el rango preciso en que se debe de manejar el control de presión es de 0 a 2.4 psi; rango suficiente para manejar un flujo entre 0 y 230 ml/min aproximadamente.

En cada una de las pruebas la lectura del sensor de presión se midió, promedio (200 muestras) y registro en el disco duro.

4.4 DISEÑO Y EVALUACION DE LOS CONTROLES DIFUSOS

Una ves realizada la caracterización tanto de los controles PID como del sistema a controlar, se realizo el diseño de los controles difusos para los parámetros físicos manejados (Temperatura y presión), con el objetivo principal de mejorar el funcionamiento y rendimiento del sistema alcanzado con los controles PID.

4.4.1. Sistema Experimental.

Los controles difusos de temperatura y presión fueron diseñados utilizando el ToolKit de Lógica Difusa de LabVIEW (National Instruments). Para su evaluación se utilizo la computadora personal equipada con las tarjetas de adquisición de datos, las cuales fueron programadas también con LabVIEW.

4.4.2. Control de Temperatura.

El control de temperatura difuso sé probo a diferentes valores de referencia para caracterizar sus diferentes parámetros, este fue probado y evaluado bajo las mismas condiciones de prueba que se utilizaron para el control de temperatura PID.

La temperatura de control fue la temperatura de la muestra de gas la cual sé midió, promedio (200 muestras) y registro en el disco duro.

Por otra parte, se realizo una evaluación detallada del circuito calentador utilizado en el control de temperatura PID, con el fin de evaluar su posible utilización en el control difuso; decidiéndose rediseñarlo (ver apéndice c).

227460

4.4.3. Control de Presión.

El control de presión difuso sé probo a diferentes valores de referencia para caracterizar sus diferentes parámetros, este fue probado y evaluado bajo las mismas condiciones de prueba que se utilizaron para el control de presión PID. Para esta evaluación se utilizo el arreglo final (de todo los dispositivos que conforman el control de presión) encontrado en la evaluación del control de presión PID (figura 4.6).

En cada una de las pruebas la presión se midió, promedio (200 muestras) y registro en el disco duro.

Por otra parte, se realizo una evaluación detallada del circuito actuador (circuito de control de la bomba de muestreo) utilizado en el control de presión PID, con el fin de evaluar su posible utilización en el control difuso; decidiéndose rediseñarlo (ver apéndice c).

4.5 COMPARACIÓN ENTRE CONTROLES PID Y DIFUSOS.

Se realizo una comparación minuciosa entre los controles PID y DIFUSOS tanto de temperatura como de presión, diseñados para esta aplicación; con el fin de resaltar las ventajas y desventajas de cada uno de estos y poder con esto asegurar las posibles mejoras en el sistema en general. Esta comparación fue realizada bajo las mismas condiciones de prueba para que los resultados obtenidos tengan una mayor credibilidad.

4.6 EVALUACIÓN DE LOS CONTROLES PID Y DIFUSOS DENTRO DEL PROTOTIPO.

La evaluación de los controles de temperatura y presión tanto PID como Difusos ya dentro del prototipo, es quizás la parte fundamental de esta investigación, por lo que las pruebas realizadas para esto deberán ser claras y adecuadas; en estas se deberá de realizar una reproducción aproximada de las posibles perturbaciones que pudieran llegar a presentarse al sistema y a los controles.

4.6.1. Protocolos de evaluación.

4.6.1.1. Controles de temperatura

La evaluación de los controles de temperatura se realizo manteniendo constante el flujo de la muestra de gas dentro del condensador de aspiración, esto con el fin de concentrarnos únicamente en las variaciones de temperatura; esto se logro desconectando el control de presión y aplicando un voltaje constante a la bomba de muestreo. El voltaje aplicado fue el necesario para medir un flujo de 230 ml/min a la salida del sensor de gases anestésicos.

- La temperatura de referencia que se utilizo para la evaluación de los controles de temperatura fue de 40°C.
- Para la evaluación se utilizo un gas patrón (mezcla constante y controlada) con el fin de lograr una mayor veracidad en los resultados y evitar que la evaluación de los controles se vea afectada por las variaciones de algún otro parámetro de la mezcla de gas utilizada. El gas utilizado fue DESFLUORANO al 5% Bal O₂, también se utilizo AIRE.
- Ya que el prototipo esta ubicado dentro de una computadora personal donde la temperatura es constante y debido a que los controles deben de ser evaluados bajo diferente condiciones de funcionamiento, se provocaron perturbaciones que permitieron evaluar la eficiencia y estabilidad de los controles; estas se generaron vía las siguientes pruebas:

Prueba 1 (Perturbación nula).- En esta prueba, el sensor de gases prototipo se coloco dentro de la computadora personal, con el fin de simular condiciones normales de operación (ver figura 4.7a).

Prueba 2 (Perturbación pequeña).- En esta prueba el prototipo se saco de la computadora para exponer al condensador de aspiración y a su ves a la muestra de gas a analizar, a variaciones de temperatura. La puerta y las ventanas del laboratorio fueron cerradas con el fin de que la perturbación causada fuera pequeña (figura 4.7b).

Prueba 3 (Perturbación fuerte).- Esta prueba es similar a la segunda pero ahora realizada con la puerta y las ventanas del laboratorio abiertas, esto para provocar que las variaciones de temperatura de la muestra de gas sean mayores debido a las ráfagas de aire que entran al laboratorio de manera irregular (figura 4.7c).

- En cada una de las pruebas se dio el tiempo suficiente para que la temperatura de la muestra de gas a analizar se estabilizara. Se midieron y registraron en tiempo real los voltajes aplicados a los platos de deflexión (los cuales se variaron de –10 a 10 volts en 91 puntos discretos), la corriente iónica del plato colector y la temperatura de la muestra de gas; esto con el fin de obtener curvas de I vs V las cuales son características de las muestras de gas analizadas.
- Para cada una de las pruebas que se realizaron, se registraron 3 curvas de I vs V con el fin de observar la repetibilidad que tiene el sensor de gases y el comportamiento de estas bajo variaciones de la temperatura de la muestra de gas.



Figura 4.7. Evaluación de los controles de temperatura. a) P1, b) P2, y c) P3.

4.6.1.2. Controles de presión

- La evaluación de los controles de presión se realizo manteniendo constante la temperatura de la muestra de gas a 40°C, dentro del condensador de aspiración; esto con el fin de concentrarnos únicamente en las variaciones de presión (o flujo).
- La presión de referencia que se utilizo para la evaluación fue ajustada para mantener un flujo constante de la muestra de gas, dentro del condensador de aspiración, de aproximadamente 230 ml/min.
- Los controles de presión en condiciones normales de operación, están trabajando bajo serias perturbaciones causadas por la inhalación y exhalación de un paciente; perturbaciones que se trataron de reproducir, con el fin de realizar una evaluación real y convincente de estos. Para simular las condiciones normales de operación se utilizo un respirador (o ventilador) neumático MARK 7A (Bird Products Corporation, Palm Springs California). Las perturbaciones fueron generadas utilizando un conector tipo "T" entre el respirador y el sensor de gases anestésicos (Figura 4.8), dichas perturbaciones se controlaron variando el diámetro de salida del conector (\u00f3), vía las siguientes pruebas:

Prueba 1 (Perturbación nula).- En esta prueba, se mantiene el diámetro normal de la salida del conector.

Prueba 2 (Perturbación pequeña).- En esta prueba el diámetro del conector fue reducido a la mitad.

Prueba 3 (Perturbación fuerte).- En esta prueba el diámetro del conector se redujo casi a cero.

Al reducir el diámetro del conector, el flujo de la muestra de aire a analizar dentro del sensor de gases se ve afectado por dos perturbaciones:

1. Perturbación debida a la inhalación: en donde el respirador extrae aire del mismo sensor lo que obliga al control de presión a acelerar la bomba de muestreo con el fin de mantener el flujo constante dentro del sensor de gases.

2. Perturbación debida a la exhalación: en donde el respirador forza el flujo de aire hacia dentro del sensor lo que provoca que el control de presión desacelere la bomba de muestro con el fin de regular el flujo de la muestra de aire dentro del sensor de gases.

- En cada una de las pruebas se dio el tiempo suficiente para que la presión y el flujo de la muestra de gas a analizar se estabilizara. Se midieron y registraron en tiempo real los voltajes aplicados a los platos de deflexión (los cuales se variaron de –10 a 10 volts en 91 puntos discretos), la corriente iónica del plato colector y la presión de la muestra de gas; esto con el fin de obtener curvas de I vs V las cuales son características de las muestras de gas analizadas.
- Para cada una de las pruebas que se realizaron, se registraron 3 curvas de I vs V con el fin de observar la repetibilidad que tiene el sensor de gases y el comportamiento de estas bajo variaciones de la presión (o flujo) de la muestra de gas.
- Las pruebas se realizaron con y sin respirador utilizando como muestra de gas el AIRE.



Figura 4.8.- Sistema para la prueba de los controles de presión.

Capítulo 5

Resultados

5.1 EVALUACION DE LOS CONTROLES PID

5.1.1 Control de Temperatura



Figura 5.1.- Respuesta del control de temperatura PID para diferentes valores de setpoint y un tiempo de muestreo de 30 minutos. Para un setpoint de 30, 35 y 40 °C el control presenta tiempos de estabilidad de 30 minutos aproximadamente. Para valores de setpoint por arriba de los 45 °C, 30 minutos no son suficientes para que el control se estabilice ya que ni siquiera alcanza el setpoint.

Control de Temperatura (PID)

Control de Temperatura (PIO)



Figura 5.2.- Respuesta del control de temperatura PID para diferentes valores de setpoint y un tiempo de muestreo de 40 minutos. Para valores de setpoint por arriba de 45 °C el control presenta tiempos de estabilidad de 40 minutos aproximadamente, lo cual es demasiado tiempo para nuestra aplicación.



Pruebs a 30°C (PID)

(a)

Figura 5.3.- Estabilidad del control de temperatura PID. Como puede observarse en las figuras a y b; el error máximo que se presenta esta por de bajo de ± 0.05 °C, lo cual es bastante bueno.





Figura 5.3 (Continuación).-

Los resultados obtenidos (tabla 5.1), reflejan la excelente estabilidad del control ya que como se puede observar, los incrementos en la temperatura de referencia solo afectan a los tiempos de respuesta del mismo pero ya en estado estable el error y la precisión sufren solo pequeñas variaciones que no afectan en nada el rendimiento del control. Por otra parte, el control tarda aproximadamente 22.6487 minutos para alcanzar una valor dentro del 1% del valor de estado estable; esto refleja claramente los altos tiempos de estabilidad que se pueden presentar.

Setpoint (°C)	Tiempo de respuesta (min.)	Sobretiro	Tiempo de asentamiento (min.)	Error en estado estable (°C)	Precisión
30	14.475	0	18.0909	0.0276	0.9724
35	15.602	0	22.3232	0.0310	0.9690
40	15.750	0	23.7717	0.0281	0.9719
45	17.432	0	23.2980	0.0491	0.9509
50	18.599	0	22.7316	0.0287	0.9713
55	18.692	0	24.1184	0.0290	0.9710
60	19.423	0	24.2076	0.0716	0.9284
PROMEDIOS	17.139	0	22.6487	0.0379	0.9621

Tabla 5.1	Resultados	de las	pruebas	realizadas	al control	de ten	nperatura I	PID 1	oara un	tiempo	de mu	estreo de
30minutos ⁶	•											

⁶ Ver apéndice D para la evaluación de los datos analíticos.

5.1.2. Control de Presión



Figura 5.4.- Tiempos de respuesta para el control de presión PID. El control presenta tiempos de respuesta bastante buenos ya que solo necesita de 1.57 segundos (ver tabla 5.2) para llegar al 90% de su valor de estado estable y de tan solo unos segundos mas para estabilizarse.

Control de presión (PID)



Figura 5.5.- Respuesta del control de presión PID para diferentes valores de setpoint y un tiempo de muestreo de 10 minutos. Como se puede observar, este control necesita menos de 15 segundos para estabilizarse. Es decir, necesitamos menos de 15 segundos para asegurar que la presión del gas dentro del condensador de aspiración es constante.



```
Prueba a 1.5 psi (PID)
```



Figura 5.6.- Sobretiros en el control de presión PID. La respuesta del control de presión presenta pequeños sobretiros, los cuales no afectan la respuesta, ya que desaparecen rápidamente permitiendo que se alcance de inmediato el estado estable.



Figura 5.7 – Control de presión PID en estado estable. Cuando se alcanza el estado estable, la variación de la presión es mínima y alcanza apenas en promedio una variación de \pm 0.0052, lo que representa una precisión del 99.88% psi (ver tabla 5.2); es decir, una ves que se alcanza el setpoint la presión es bastante estable ya que presenta variaciones menores a \pm 0.01 psi al rededor del setpoint.

Los resultados obtenidos (tabla 5.2), reflejan la excelente estabilidad del control ya que como se puede observar, los incrementos en la presión de referencia solo afectan a los tiempos de respuesta del mismo pero ya en estado estable el error y la precisión sufren solo diminutas variaciones que no afectan en nada el rendimiento del control. Por otra parte con las pruebas realizadas, se determino que el rango preciso en el que se debe de manejar el control de presión es de 0 a 2.4 psi; rango suficiente para manejar flujos entre 0 y 220 ml/min aproximadamente.

Setpoint	Tiempo de Respuesta	Sobretiro	Error de estado estable en	Precisión
(Psi)	(Seg.)	(Psi)	(Psi)	
0.5	0.96	0.07	0.0084	0.9916
1.0	1.56	0.12	0.0068	0.9932
1.5	1.56	0.17	0.0064	0.9936
2.0	1.86	0.18	0.0032	0.9968
2.5	1.92	0.06	0.0012	0.9988
PROMEDIO:	1.57	0.12	0.0052	0.9948

Tabla 5.2.- Resultados de las pruebas realizadas al control de presión PID para un tiempo de muestreo de 10 minutos⁷.

227460

⁷ Ver apéndice D para la evaluación de los datos analíticos.

5.2 DISEÑO Y EVALUACION DE LOS CONTROLES DIFUSOS

5.2.1 Control de Temperatura⁸



Figura 5.8 Respuesta del control de temperatura difuso para diferentes valores de setpoint a 1 y 2 amperes. El tiempo de muestreo de 20 minutos.

⁸ Ver el apéndice B para el diseño de este control, así como el apéndice C para el diseño del circuito calentador utilizado en el mismo.

Prueba a 45°C



Figura 5.8 (continuación). Como se puede observar en las diferentes gráficas, el control difuso presenta tiempos de respuesta muy buenos cuando el circuito calentador maneja 1 Amp y mejoran mas aun si se manejan 2 Amp; estos tiempos podrán ser mejorados en la medida en que se aumente mas la corriente Los bajos tiempos de respuesta aseguran que el control tarde poco tiempo en alcanzar la temperatura de referencia disminuyendo con esto el tiempo de estabilidad.



Figura 5.8 (continuación).





Figura 5.9 Sobretiro y oscilaciones en el control de temperatura DIFUSO. Como se pude observar en las diferentes curvas de la respuesta, el control presenta pequeños sobretiros y oscilaciones que no afectan la respuesta, ya que desaparecen rápidamente permitiendo al control alcanzar sin problema la estabilidad. Los sobretiros y las oscilaciones serán mayores en la medida en que se incremente la corriente manejada en el circuito calentador.



Prueba a 35°C (2 Amp)



Figura 5.9 (continuación).



Figura 5.10. Control de temperatura DIFUSO en estado estable. Cuando se alcanza el estado estable (manejando 1 Amp en el circuito calentador), la variación de la temperatura es mínima y alcanza apenas en promedio una variación de ± 0.0317 °C, lo que representa una precisión del 96.83% (ver tabla 5.3). Como se puede observa en la figura, el error máximo que se presenta esta por debajo del ± 0.05 °C, lo cual es bastante bueno; el error aumenta muy poco en la medida en que se incrementa la corriente del circuito calentador (2 Amp) lo que trae como consecuencia que la precisión del control disminuya.



Prueba a 45°C (2 Amp)



Figura 5.10 (continuación)

Prueba a 55°C (1 Amp)



Prueba a 65°C (2 Amp)



Figura 5.10 (continuación).

Los resultados obtenidos (tabla 5.3 y 5.4), reflejan la excelente estabilidad del control ya que como se puede observar, los incrementos en la temperatura de referencia solo afectan a los tiempos de respuesta del mismo pero ya en estado estable el error y la precisión sufren solo pequeñas variaciones que no afectan en nada el rendimiento del control. Por otra parte, el control tarda aproximadamente 11.2698 minutos (a 1 Amp) y 6.4086 minutos (a 2 Amp) para alcanzar una valor dentro del 1% del valor de estado estable; esto refleja claramente los pequeños tiempos de estabilidad que se pueden presentar sobre todo si se manejan 2 amperes en el circuito calentador.

Setpoint (°C)	Tiempo de respuesta (min)	Sobretiro	Tiempo de asentamiento (min)	Error en estado estable (°C)	Precisión
30	1.980	0.0938	2.5111	0.0136	0.9864
35	3.786	0.1022	4.6994	0.0167	0.9833
40	7.637	0.1243	9.6264	0.0371	0.9629
45	7.896	0.1063	10.4982	0.0354	0.9646
50	10.320	0.0690	14.2570	0.0366	0.9634
55	12.436	0.0789	17.1176	0.0400	0.9600
60	14.844	0.0883	20.1794	0.0423	0.9577
PROMEDIOS	8.414	0.0947	11.2698	0.0317	0.9683

Tabla 5.3.- Resultados de las pruebas realizadas al control de temperatura Difuso para un tiempo de muestreo de 30 minutos y una corriente de 1 Amp⁹.

Setpoint (°C)	Tiempo de respuesta (min)	Sobretiro	Tiempo de asentamiento (min)	Error en estado estable (°C)	Precisión
30	1.325	0.2821	1.7379	0.0223	0.9777
35	2.662	0.1622	3.3209	0.0344	0.9656
40	4.101	0.1393	5.0964	0.0362	0.9638
45	5.180	0.1402	6.3689	0.0544	0.9456
50	6.457	0.1778	8.0511	0.0682	0.9318
55	7.363	0.1579	9.1333	0.0824	0.9176
60	9.022	0.1864	11.1519	0.0892	0.9107
PROMEDIOS	5.158	0.1780	6.4086	0.0553	0.9446

Tabla 5.4.- Resultados de las pruebas realizadas al control de temperatura Difuso para un tiempo de muestreo de 20 minutos y 2 Amp⁸.

⁹ Ver apéndice D para la evaluación de los datos analíticos.

5.2.2 Control de Presión¹⁰



Figura 5.11. Tiempos de respuesta para el control de presión DIFUSO. El control presenta tiempos de respuesta bastante buenos ya que solo necesita de 233 mseg (ver tabla 5.5) para llegar al 90% de su valor de estado estable y de tan solo unos segundos mas para estabilizarse.

Control de presión (difuso)

2^{5}

Figura 5.12. Respuesta del control de presión DIFUSO para diferentes valores de setpoint y un tiempo de muestreo de 10 minutos. Como se puede observar, este control necesita menos de 10 segundos para estabilizarse. Es decir, necesitamos menos de 10 segundos para asegurar que la presión del gas dentro del condensador de aspiración es constante.

¹⁰ Ver el apendice B para el diseño de este control.



Prueba a 1.5 psi (Difuso)




Prueba a 1.0 pei (Difuso)



Figura 5.14. Control de presión DIFUSO en estado estable. Cuando se alcanza el estado estable la variación de la presión es minima y alcanza apenas en promedio una variación de \pm 0.0070 psi, lo que representa una precisión del 99.3% (ver tabla 5.5); es decir, una ves que se alcanza el setpoint la presión es bastante estable ya que presenta variaciones menores a \pm 0.01 psi al rededor del setpoint.

Los resultados obtenidos (tabla 5.5), reflejan el buen funcionamiento y la excelente estabilidad del control de presión difuso. En este control, los incrementos en la presión de referencia no afectan en lo mas mínimo los tiempos de respuesta del mismo; en estado estable el error y la precisión sufren solo diminutas variaciones que no afectan en nada el rendimiento del control.

Setpoint	Tiempo de Respuesta	Sobretiro	Error de estado estable en	Precisión
(PSI)	Seg.	(Psi)	(Psi)	
0.5	0.222	0.09	0.0025	0.9975
1.0	0.228	0.14	0.0035	0.9965
1.5	0.222	0.10	0.0056	0.9944
2.0	0.222	0.04	0.0103	0.9897
2.3	0.222	0.03	0.0129	0.9871
PROMEDIO:	0.223	0.08	0.0070	0.9930

Tabla 5.5.- Resultados de las pruebas realizadas al control de presión difuso para un tiempo de muestreo de 10 minutos¹¹.

¹¹ Ver apéndice D para la evaluación de los datos analíticos.

5.3. Comparación entre controles PID y Difusos.

5.3.1 Control de Temperatura



Figura 5.15.- Tiempos de respuesta de los controles de temperatura. Muestra la gran diferencia que existe entre el control Difuso y el PID en cuanto al tiempo de respuesta. Los tiempos de respuesta del difuso son menores, lo que ocasiona que la temperatura se estabilice rápidamente. Los tiempos de respuesta del PID son mayores lo que ocasiona que la temperatura tarde más tiempo en estabilizarse. Cuando el setpoint del control es aumentado, el tiempo de respuesta del difuso aumenta de manera más lenta que el del PID. Por ejemplo, en la gráfica inferior se pude ver que para un setpoint de 45°C, el control PID muestra un tiempo de respuesta mucho mayor a los 30 minutos.



Figura 5.16.- Sobretiro en los controles de temperatura. La ventaja principal que presenta el control PID sobre el DIFUSO, se ve reflejada en el sobre tiro nulo que presenta este en su respuesta, lo que asegura que nunca se exceda el setpoint. El control DIFUSO por su parte, presenta pequeños sobretiros y oscilaciones que desaparecen rápidamente sin alterar para nada el tiempo de estabilidad del control; estos aumentan en la medida en que se incrementa la corriente manejada por el circuito calentador, como se ilustra en esta gráfica. Las oscilaciones son debidas a la inercia térmica del circuito calentador.



Figura 5.17.- Estabilidad de los controles de temperatura. Esta gráfica, muestra la comparación del error en estado estable de ambos controles el DIFUSO y el PID. El control difuso presenta un error de estado estable menor al del PID (ver tabla 5.6) lo que trae como consecuencia que sea más estable. Sin embargo, ambos controles se mantienen en un rango de error aceptable para nuestra aplicación (± 0.05 °C).





Figura 5.18.- Controles de temperatura bajo perturbaciones. El control difuso presenta mejor respuesta a las perturbaciones. Cuando se presenta la perturbación la temperatura cae rápidamente, con control difuso la temperatura cae y se estabiliza en una valor que esta aun en el rango admisible de error (cae apenas en 0.5 °C); mientras que con el PID cae tres veces más. Cuando la perturbación desaparece, el control difuso logra que la temperatura se estabilice más rápidamente. En esta prueba los controles fueron colocaron dentro de un gabinete de computadora, una vez que estos alcanzaron el estado estable, se genero la perturbación extrayendo aire del gabinete vía un ventilador durante 1 minuto.

La comparación realizada con los controles de temperatura arroja resultados contundentes (tabla 5.6) que demuestran la superioridad del control difuso sobre el pid; los cuales se pueden constatar en la gráficas mostradas. Es de destacar, que aun que el control PID presenta una precisión bastante buena para nuestra aplicación, el control difuso presenta una precisión mayor en la mayoría de los casos; esto como reflejo directo del menor error en estado estable que presenta este control.

Setpoint	Tiempo de	e respuesta	Sob	oretiro	Error en estado		Precisión	
(°C)	(Min)				estable (°C)			
	PID	DIFUSO	PID	DIFUSO	PID	DIFUSO	PID	DIFUSO
30	14.475	1.980	0	0.0938	0.0276	0.0136	0.9724	0.9864
35	15.602	3.786	0	0.1022	0.0310	0.0167	0.9690	0.9833
40	15.750	7.637	0	0.1243	0.0281	0.0371	0.9719	0.9629
45	17.432	7.896	0	0.1063	0.0491	0.0354	0.9509	0.9646
50	18.599	10.320	0	0.0690	0.0287	0.0366	0.9713	0.9634
55	18.692	12.436	0	0.0789	0.0290	0.0400	0.9710	0.9600
60	19.423	14.844	0	0.0883	0.0716	0.0423	0.9284	0.9577
			1			1		

Tabla 5.6.- Comparación de resultados para el control de temperatura PID y Difuso para un tiempo de muestreo de 30 minutos. El símbolo (\checkmark) indica que control es mejor en cada una de las características de la respuesta.

5.3.2 Control de Presión



Figura 5.19.- Tiempos de respuesta de los controles de presión. Muestra la diferencia que existe en cuanto al tiempo de respuesta de ambos controles de presión. Aun cuando el control difuso presenta un tiempo menor que el PID, ambos son bastante buenos ya que llegan al setpoint en menos de 2.4 segundos.

PiD vs Difuso (1.5 psi)



Figura 5.20.- Sobretiro y oscilaciones en los controles de presión. La respuesta del control PID presenta un sobretiro mínimo (casi nulo), mientras que la respuesta del difuso presenta pequeños sobretiros y oscilaciones que desaparecen rápidamente y no influye para la estabilidad del control.

PID vs Difuso (1.5 psi)



Figura 5.21.- Estabilidad de los controles de presión. Muestra como el control de presión Difuso presenta un error de estado estable menor que el presentado por el PID. Pero en ambos casos el error es menor a \pm 0.01 psi; lo que quiere decir que ambos controles son bastante estables.

La comparación realizada con los controles de presión arroja resultados interesantes y sobre todo muy parejos (tabla 5.7). En esta cabria destacar solo la pequeña ventaja que saca el control difuso en cuanto a la precisión.

Setpoint	Tiempo de		Sobretiro		Error en estado		Precisión	
(psi)	respuesta (Seg.)		(psi)		estable (psi)			
	PID	Difuso	PID	Difuso	PID	Difuso	PID	Difuso
0.5	0.96	0.222	0.07	0.09	0.0084	0.0025	0.9916	0.9975
1.0	1.56	0.228	0.12	0.14	0.0068	0.0035	0.9932	0.9965
1.5	1.56	0.222	0.17	0.10	0.0064	0.0056	0.9936	0.9944
2.0	1.86	0.222	0.18	0.04	0.0032	0.0103	0.9968	0.9879
Máximo	1.92	0.222	0.06	0.03	0.0012	0.0129	0.9988	0.9871
						1		1

Tabla 5.7.- Comparación de resultados para el control de presión PID y Difuso para un tiempo de muestreo de 10 minutos. El símbolo (\checkmark) indica que control es mejor en cada una de las características de la respuesta.

5.4. EVALUACIÓN DE LOS CONTROLES PID Y DIFUSOS DENTRO DEL PROTOTIPO

5.4.1. Controles de temperatura



Figura 5.22.- Curvas ($I_{iónica}$ vs V_{deflexión}) obtenidas con el condensador de aspiración en respuesta a la movilidad de iones para aire y para un gas anestésico (Desfluorano al 5% Bal O₂), utilizando el control de temperatura PID. En cada una de las pruebas se registraron tres curvas las cuales como se puede observar muestran la excelente repetibilidad que tiene el sensor de gases.



Figura 5.23.- Curvas ($I_{iónica}$ vs $V_{deflexión}$) obtenidas con el condensador de aspiración en respuesta a la movilidad de iones para aire y para un gas anestésico (Desfluorano al 5% Bal O₂), utilizando el control de temperatura DIFUSO. En cada una de las pruebas se registraron tres curvas los cuales como se puede observar muestran la excelente repetibilidad que tiene el sensor de gases.



Figura 5.24.- Curvas de I vs V (Desfluorano al 5% Bal O_2), utilizando el control de temperatura PID bajo una perturbación pequeña. En estas se puede observar que con una variación de tan solo 0.20 °C de la temperatura de la muestra de gas causada por la perturbación, la curva de I sufre variaciones mínimas.





Figura 5.25.- Curvas de l vs V (Desfluorano al 5% Bal O_2), utilizando el control de temperatura DIFUSO bajo una perturbación pequeña. En estas se puede observar que la perturbación solo provoca una variación de 0.05°C en la temperatura de la muestra de gas, por lo que la curva de l casi permanece constante.



Figura 5.26.- Curvas de I vs V (Desfluorano al 5% Bal O_2), utilizando el control de temperatura PID bajo una perturbación fuerte. En estas se puede observar que con variaciones mayores a los 0.34°C en la temperatura de la muestra de gas causada por la perturbación, la curva de I varia considerablemente.

Control de Temperatura DIFUSO



Figura 5.27.- Curvas de I vs V (Desfluorano al 5% Bal O_2), utilizando el control de temperatura DIFUSO bajo una perturbación fuerte. En estas se puede observar que la perturbación solo provoca una variación de 0.13 °C en la temperatura de la muestra de gas, por lo que la curva de I sufre variaciones mínimas.

5.4.2. Controles de presión



Figura 5.28.- Curvas (I_{ionica} vs V_{deflexión}) obtenidas con el condensador de aspiración en respuesta a la movilidad de iones para AIRE, sin respirador y utilizando los controles de presión PID y DIFUSO. En cada una de las pruebas se registraron tres curvas los cuales como se puede observar muestran la excelente repetibilidad que tiene el sensor de gases, así como también las pequeñas variaciones debidas a los cambios en el flujo de la muestra; variaciones que se ven mas marcadas en las obtenidas con el control PID.



Figura 5.29.- Curvas (I_{ionica} vs V_{deflexion}) obtenidas con el condensador de aspiración en respuesta a la movilidad de iones para AIRE, con respirador y utilizando los controles de presión PID y DIFUSO. Las curvas muestran las variaciones considerables debidas a los cambios bruscos en el flujo de la muestra. Los picos mostrados en las curvas se dan durante la fase de exhalación.



Figura 5.30.- Curva de I vs V (Aire), utilizando el control de presión PID bajo condiciones normales de operación (P1) simuladas con el respirador. Esta prueba fue realizada manteniendo el diámetro normal de la salida del conector tipo "T".

Control de Presión DIFUSO (P1)



Figura 5.31.- Curva de I vs V (Aire), utilizando el control de presión DIFUSO bajo condiciones normales de operación (P1) simuladas con el respirador. Esta prueba fue realizada manteniendo el diámetro normal de la salida del conector tipo "T".



Figura 5.32 .- Curvas de l vs V (Aire), utilizando el control de presión PID bajo una perturbación pequeña.



Control de Presión DIFUSO

Figura 5.33- Curvas de I vs V (Aire), utilizando el control de presión DIFUSO bajo una perturbación pequeña.

78



Figura 5.34.- Curvas de I vs V (Aire), utilizando el control de Presión PID bajo una perturbación fuerte.



Figura 5.35.- Curvas de I vs V (Aire), utilizando el control de presión DIFUSO bajo una perturbación fuerte.

Capítulo

Discusión

6.1 CONSTANTE DE TIEMPO (τ)

Las características de desempeño de los controles de temperatura y presión se especificaron en términos de cantidades en el dominio del tiempo como son: el tiempo de respuesta, el sobretiro, el error en estado estable y el tiempo de asentamiento; cantidades que son muy importantes ya que nos permiten observar si el sistema de control presenta o no una respuesta de tiempo aceptable.

Los valores obtenidos para cada una de estas cantidades en las pruebas realizadas, demuestra la superioridad del control difuso sobre el pid. Una de estas cantidades que permite resaltar mas aun la diferencia entre estos dos controles y ayuda a comprender mejor por que el control difuso es más rápido que el pid, es el tiempo de asentamiento; el cual esta directamente relacionado con la constante de tiempo del sistema de control a través de la siguiente relación (ver apéndice E):

$$t_{S} = \left(\ln \left(\frac{1}{1 - \frac{9}{100}} \right) \right) \tau$$

donde:

t_s = tiempo de asentamiento

 τ = constante de tiempo del sistema de control.

Si utilizamos esta relación para calcular las constantes de tiempo (τ) de los controles de temperatura (tabla 6.1) encontramos que la presentada por el control difuso es menor a la presentada por el control pid, lo que indica claramente que **el control difuso responde con** *mayor rapidez que el control PID*, esto se refleja claramente en los resultados obtenidos en las pruebas realizadas a estos controles.

	Р	ID	DIFUSO		
Setpoint (°C)	t _s (min)	τ (min)	t _s (min)	τ (min)	
30	18.0909	3.9284	2.5111	0.5453	
35	22.3232	4.8474	4.6994	1.0205	
40	23.7717	5.1620	9.6264	2.0903	
45	23.2980	5.0591	10.4982	2.2797	
50	22.7316	4.9361	14.2570	3.0959	
55	24.1184	5.2372	17.1176	3.7170	
60	24.2076	5.2566	20.1794	4.3819	

Tabla 6.1. Constantes de tiempo (τ) para los controles de temperatura.

Por otra parte, los resultados obtenidos para los controles de presión (sección 5.3.2) muestran que estos tienen tiempos de respuesta bastante rápidos, lo que impide calcular tanto los tiempos de asentamiento como las constantes de tiempo de los controles, sin embargo los resultados son claros y muestran que el control de presión difuso es más rápido que el control pid; es decir, tiene una constante de tiempo más pequeña.

6.2 RESPUESTA EN FRECUENCIA

Aun cuando las características en el dominio del tiempo pueden ser suficientes para realizar la evaluación de los controles de temperatura y presión, es necesario analizar la información que no es evidente en el dominio del tiempo, como por ejemplo, la respuesta en frecuencia de los controles; esto con el fin de obtener mas información de estos.

Consideremos la respuesta en frecuencia de los controles de presión, la cual se muestra en la figura 6.1. Encontramos que el ancho de banda para cada uno de los controles es:

Pid: $0 \le \omega \le 370$ rad/seg($0 \le \omega \le 58.8$ Hz)Difuso: $0 \le \omega \le 1142$ rad/seg($0 \le \omega \le 181.89$ Hz)

Es decir, el ancho de banda del control difuso es tres veces mayor al del control PID, lo que hace evidente que el control DIFUSO tenga una velocidad de respuesta mayor (figura 6.2); así como también que este siga al setpoint mucho mejor (ver apéndice E sección e.3.3).



Figura 6.1 Curvas de respuesta en frecuencia de los controles de presión.



Figura 6.2. Curvas de respuesta para los controles de presión

Ahora consideremos el contenido de frecuencias (espectro de frecuencia) presentado por las curvas de corriente (señales digitales) obtenidas con el condensador de aspiración, el control de presión, y:

- Sin ventilador. El contenido de frecuencias de estas señales (ver figuras 6.3 y 6.4) es cero en todos los puntos excepto en los puntos del dominio de frecuencia que corresponde a las frecuencias de la señal digital.
- Con ventilador. Las perturbaciones causadas por el ventilador se reflejan tanto en las curvas de I como en el contenido espectral de la señal (ver figuras 6.5 y 6.6), y como se puede observar son claras las frecuencias que corresponden a las perturbaciones causadas por el ventilador.

Las gráficas obtenidas con/sin ventilador muestran un contenido de frecuencias determinado, el cual es cubierto en su totalidad por el ancho de banda de los controles de presión, esto puede asegurar que la presión de salida en el condensador de aspiración se presente sin distorsión de amplitud.

En general el ancho de banda grande de los controles de presión es necesario para que estos sigan al setpoint con mayor precisión, sin embargo desde el punto de vista de ruido, el ancho de banda no debe ser demasiado grande; ya que las frecuencias del ruido pueden estar cubiertas por el ancho de banda y puede el ruido pasar sin ningún problema a formar parte de la señal de salida del sistema. Por lo tanto, existen requerimientos en conflicto con respecto al ancho de banda y, por lo general, el equilibrio es necesario para un buen diseño.

Por otra parte la figura 6.7 muestra la velocidad de respuesta de los controles de temperatura, y como se puede observar el control difuso tiene una velocidad de respuesta mucho mayor a la del pid lo que refleja claramente que el control difuso tiene un ancho de banda mucho mayor, además de seguir mejor al setpoint.



Figura 6.3. (arriba) Señal digital obtenida con el condensador de aspiración y el control de presión PID, sin ventilador. Espectro de frecuencia de la señal digital (abajo).



Figura 6.4. (arriba) Señal digital obtenida con el condensador de aspiración y el control de presión DIFUSO, sin ventilador. Espectro de frecuencia de la señal digital (abajo).

CONSTRACTON DE SU XOOUMENTALES - CA



Figura 6.5. (arriba) Señal digital obtenida con el condensador de aspiración y el control de presión PID, con ventilador. Espectro de frecuencia de la señal digital (abajo).



Figura 6.6. (arriba) Señal digital obtenida con el condensador de aspiración y el control de presión DIFUSO, con ventilador. Espectro de frecuencia de la señal digital (abajo).



Figura 6.7 Curvas de respuesta de los controles de temperatura

Capítulo

Comentarios y conclusiones finales

7.1 EVALUACIÓN DE LOS CONTROLES PID Y DIFUSOS

7.1.1 Controles de Temperatura

El control de temperatura PID tiene buenas características ya que no presenta sobretiro alguno, tiene errores en estado estable pequeños pero sobre todo tiene una muy buena precisión; sin embargo el problema principal que presenta son sus altos tiempos de respuesta, los cuales provocan que los tiempos de estabilidad de la temperatura de la muestra de gas a analizar dentro del prototipo sean muy pero muy altos, es decir, el utilizar este control provocaría tener tiempos de calentamiento del prototipo iguales o mayores a 50 minutos, lo cual es un serio inconveniente para nuestro sensor de gases. Otro de los problemas serios que presenta este control es su pobre respuesta a las perturbaciones ambientales presentadas al prototipo lo cual provoca variaciones severas en la temperatura original de la muestra de gas a analizar. A diferencias de esto el control de temperatura difuso diseñado excede por mucho las características presentadas por el control PID, además de reducir considerablemente el tiempo de estabilidad de la temperatura de la muestra de gas, ya que al utilizar este control, el tiempo de calentamiento del prototipo no es mayor a los 20 minutos, tiempo que se puede reducir si se incrementa la corriente manejada por el circuito calentador. Además de responder de manera instantánea a las perturbaciones ambientales presentadas al prototipo.

7.1.2 Controles de Presión

Los controles de presión son bastante buenos ya que tanto el PID como el DIFUSO presentan excelentes resultados en cuanto a: tiempo de respuesta, error en estado estable, precisión y estabilidad lo cual se refleja claramente en las pruebas realizadas. Aun cuando las características del control PID son bastante buenas, resulta no ser muy confiable debido principalmente a dos cosas: la primera es que presenta un error en estado estable pequeño pero a la ves grande para nuestra aplicación lo que provoca que la presión o el flujo de la muestra de gas dentro del prototipo no se mantenga constante por mucho tiempo, en segundo lugar presenta una respuesta lenta a las perturbaciones de presión presentadas al sistema, lo que es crucial para el prototipo por que como

recordaremos la muestra de gas a analizar será tomada de un paciente y estará afectada por perturbaciones provocadas durante la inhalación y exhalación. El control difuso por su parte presenta mejor respuesta a las perturbaciones lo que es bastante bueno así como también un error en estado estable menor al presentado por el PID lo que le permite mantener más estable la presión y el flujo de la muestra de gas dentro del prototipo.

7.2 EVALUACION DE LOS CONTROLES PID Y DIFUSOSO DENTRO DEL PROTOTIPO.

7.2.1 Control de Temperatura

Los cambios en la temperatura de la muestra de gas provocan pequeñas variaciones en las curvas de I obtenidas, estas se deben principalmente a que al aumentar/diminuir la temperatura de la muestra, aumenta/disminuye la movilidad de iones, lo que provoca que aumente/disminuya la corriente del plato colector respectivamente (Figuras 5.22-27).

Cuando el sensor de gases se expone a una perturbación ambiental pequeña, la temperatura de la muestra de gas cae muy poco si se utiliza el control de temperatura PID lo que provoca que la curva de I obtenida sufra variaciones mínimas (Figura 5.24) mientras que con el control de temperatura DIFUSO estas variaciones son nulas (Figura 5.25).

Cuando el sensor de gases se expone a una perturbación ambiental fuerte, la temperatura de la muestra de gas cae considerablemente si se utiliza el control de temperatura PID lo que provoca que la curva de I obtenida sufra variaciones grandes (Figura 5.26), mientras que con el control de temperatura DIFUSO estas variaciones se ven reducidas a la mitad (Figura 5.27).

En términos generales con la utilización del control de temperatura DIFUSO, se obtienen curvas de I más estables, precisas y repetibles que con el control PID, ya que el control difuso tiene error menor al presentado por el control PID, es decir, el control de temperatura DIFUSO es mas preciso (ver tabla 7.1). Esta precisión se debe a que el control difuso responde mejor y más rápido a las perturbaciones que se le presentan al sensor de gases (ver sección 5.3), por lo que mantiene la temperatura de la muestra de gas estable por mas tiempo.

	Contro	I PID	Control DIFUSO		
	Gas	Aire	Gas	Aire	
Error de precisión	0.029092096	0.045609040	0.019013797	0.035264001	
Precisión	0.970907904	0.954309598	0.980986203	0.964735999	

Tabla 7.1.- Resultados numéricos obtenidos para los controles de temperatura¹². El error de precisión se calculo tomando en cuanta las nueve curvas que se obtuvieron para el AIRE; la evaluación se realizo punto a punto. Por su parte la precisión se obtuvo de 1 - Ep. Los resultados para el GAS se obtuvieron de la misma forma.

¹² Ver apéndice D para la evaluación de los datos analíticos.

7.2.2 Control de presión

Los resultados obtenidos sin respirador muestran que:

Las curvas obtenidas utilizando el control PID presentan variaciones considerables lo que demuestra que el control tiene problemas para mantener estable el flujo de la muestra establecido (Figura 5.28).

Las curvas obtenidas utilizando el control DIFUSO presentan variaciones mínimas lo que demuestra el excelente funcionamiento del control ya que mantiene constante el flujo de la muestra de aire establecido (Figura 5.28).

El error en el control DIFUSO es menor al presentado por el control PID, lo que se refleja claramente en las curvas obtenidas con ambos controles; es decir, el control DIFUSO es mas preciso (Ver tabla 7.2).

Los resultados obtenidos con respirador muestran que:

Los cambios en la presión de la muestra de aire provocan variaciones en las curvas de I obtenidas, estas se deben principalmente a que al aumentar/diminuir la presión de la muestra, aumenta/disminuye el flujo, aumentando/disminuyendo la movilidad de iones, lo que provoca que aumente/disminuya la corriente del plato colector respectivamente(Figuras 5.29).

Bajo condiciones normales de operación (prueba 1), las curvas de I obtenidas para ambos controles presentan pequeñas variaciones las cuales se ven más marcadas en las obtenidas con el control de presión PID (Figuras 5.30- 31). En general los controles responden bastante bien a las variaciones de presión causadas por el respirador durante la inhalación y la exhalación; sin embargo, las variaciones que presentan las curvas podrían deberse a pequeños cambios en la temperatura de la muestra o también al diámetro reducido del conector T utilizado.

Cuando se genera una perturbación pequeña en el flujo (aire o gas) que entra al sensor de gases (reduciendo un poco el diámetro de conector "T", prueba 2), el flujo de la muestra (aire o gas) dentro del sensor se mantiene constante durante la fase de inhalación pero aumenta considerablemente en la fase de exhalación, lo que provoca pequeñas perturbaciones en las curvas de I obtenidas (Figuras 5.32-33). Estas perturbaciones son más evidentes en las curvas obtenidas con el control de presión PID. Las curvas obtenidas con el control DIFUSO son casi idénticas a las obtenidas en condiciones normales de operación, lo que refleja claramente que el control responde perfectamente a la perturbación presentada durante la fase de exhalación.

Cuando se genera una perturbación fuerte en el flujo (aire o gas) que entra al sensor de gases (reduciendo mucho el diámetro del conector "T", prueba 3), el flujo de la muestra (aire o gas) dentro del sensor sigue manteniéndose constante durante la fase de inhalación pero aumenta grandemente en la fase de exhalación, lo que provoca serias perturbaciones en las curvas de I obtenidas con ambos controles (Figura 5.34- 35). Estas perturbaciones son mayores en las curvas obtenidas con el control PID.

El error en el control DIFUSO es menor al presenta por el control PID, lo que se refleja claramente en las curvas obtenidas con ambos controles; es decir, el control DIFUSO es más preciso(Ver tabla 7.2).

	Cont	rol PID	Control DIFUSO		
	Sin ventilador	Con ventilador	Sin ventilador	Con ventilador	
Error de precisión	0.021209222	0.154687944	0.007157635	0.128714602	
Precisión	0.978790778	0.845312056	0.992842365	0.871285398	

Tabla 7.2.- Resultados numéricos obtenidos para los controles de presión¹³. El error de precisión se calculo tomando en cuanta las nueve curvas que se obtuvieron para el AIRE con cada control; la evaluación se realizo punto a punto. Por su parte la precisión se obtuvo de 1 - Ep.

7.3 CURVAS DE CORIENTE

Las curvas de corriente -obtenidas de cada muestra de gas con el condensador de aspiraciónson seriamente afectadas tanto por las variaciones de temperatura como las de presión, estas sufren cambios significativos tanto en su amplitud como en su forma; cambios que son difícilmente compensados por los controles PID, pero que son reducidos significativamente con la utilización de los controles DIFUSOS diseñados.

Las variaciones de temperatura provocan pequeños cambios en la amplitud de las curvas de corriente (lo que refleja claramente el aumento o disminución de la corriente medida en el plato colector), estos son menores si las variaciones de temperatura están por debajo de 0.1°C y se incrementan si las variaciones son mayores; los cambios son mucho mayores cuando se utiliza el control de temperatura PID. Por otra parte, las variaciones de temperatura en la muestra de gas no provocan alteración alguna en la forma de las curvas de corriente (ver figuras 5.26 y 5.27).

Las variaciones de presión en la muestra de gas por su parte (generadas durante la inhalación y exhalación), provocan serios cambios en la forma de las curvas de corriente, estas son periódicas y se reproducen a la misma frecuencia que se generan. Por ejemplo, durante la inhalación los cambios son mínimos o casi nulos pero durante la exhalación pueden llegar a incrementarse grandemente (ver figuras 5.32-35). Por otra parte, si el sistema de ductos utilizado para tomar la muestra de gas del paciente es adecuado, las perturbaciones generadas al condensador y a su ves al control de presión serán mínimas y ambos controles podrán responder de manera rápida y adecuada evitando que las curvas de corriente sufran modificaciones en su forma.

7.4 CONCLUSION

La evaluación individual realizada tanto a los controles de temperatura como a los de presión arroja resultados contundentes que demuestran la superioridad de los controles DIFUSOS sobre los PID, resultados que se hacen más evidente cuando se integran estos al sistema en general.

Los controles PID independientemente de sus tiempos de respuesta, presentan buenas característica, resultado de su implementación en hardware; de estas se puede destacar el excelente control que realizan en estado estable ya que este se da en tiempo real. Sin embargo, aun con todas las ventajas que presentan, su funcionamiento no es el adecuado para poder compensar las variaciones de temperatura y presión presentadas al sistema, para ello necesitarían de ajustes adecuados que permitieran reducir sus tiempos de respuesta (sobre todo el control de temperatura).

¹³ Ver apéndice D para la evaluación de los datos analíticos.

Los controles DIFUSOS por su parte, reducen grandemente las perturbaciones causadas por las variaciones de presión y temperatura al sistema. Sin embargo aun cuando son mucho mejores que los controles PID, resultaron ser un poco lentos para esta aplicación (sobre todo el control de presión); lo que impide eliminar por completo dichas perturbaciones. La lentitud de los controles DIFUSOS, se debe principalmente a que fueron implementados en software (LabVIEW).

El instrumento virtual que se genero para el monitoreo y control del sensor de gases anestésicos fue desarrollado en Labview, herramienta que basa su funcionamiento en un sistema de ejecución de multitarea compartido¹⁴, que le permite ejecutar múltiples tareas en paralelo. En dicho instrumento virtual, se establecieron bloques específicos para realizar diferentes tareas como son: el monitoreo de los parámetros físicos (presión, flujo, temperatura, voltajes de deflexión, corriente iónica), despliegue y visualización, y los bloques de control difuso (temperatura y presión). Cada uno de esto bloque tiene un tiempo de ejecución compartido con los demás, lo que ocasiona retardos considerables en el sistema en general, debido a que cada uno de los bloques tiene que esperar a que los otros bloques terminen sus tareas. Estos retardos repercuten seriamente en la velocidad de los controles difusos, reduciendo su respuesta en estado estable y limitando además su respuesta a las perturbaciones.

Para eliminar por completo las perturbaciones que sufren las curvas de corriente, debidas a las variaciones de temperatura y presión de la muestra de gas a analizar, y con el fin de incrementar la precisión del sistema; es necesarios rediseñar los controles difusos en hardware, para lograr que el control de la temperatura y la presión se realice en tiempo real. Este diseño deberá ser realizado en dispositivos semiconductores (µcontroladores) especialmente diseñados para la implementación del control difuso, esto con el fin de lograr controles excesivamente rápidos que corrijan de manera inmediata las variaciones de los parámetros controlados.

¹⁴ En donde cada tarea es responsable de decidir cuando puede ceder o compartir el tiempo de ejecución a otras tareas. Si alguna tarea falla en el tiempo compartido, esta tarea finalizara hasta que las otras tareas finalicen o hasta que estén listas para compartir el tiempo de ejecución.

REFERENCIAS

- [1] Sacristán E., "Ion-Mobility Method for Inhalation Anesthesia Minitoring", Ph.D. Dissertation, Worcester Polythechnic Institute, Worcester, MA, 1993.
- [2] Sacristan E., "Ion-Mobility Method and Device for Gas Analysis", U.S. Patent app. 08/238,614, 1994.
- [3] Dorsch J.A., Dorsch S.E., "Understanding Anesthesia Equipment: Construction, Care and Complications", Third Edition, Chapter 16: Gas Monitoring, Williams & Wilkins.
- [4] White F.A., "Mass Spectrometry in Science and Technology", Wiley, NY, 1968.
- [5] Raboz J., "Introduction to Mass Spectrometry", Interscience, NY, 1968.
- [6] Eiceman G.A., Karpas Z., "Ion-Mobility Spectrometry", CRC press, 1994.
- [7] Eiceman G.A., Shoff D.B., "Ion-Mobility Spectrometry of Halothane, Enflurane, and Isoflurane Anesthetics in Air and Respired Gases. Anal, Chem. p 1093-1099.
- [8] Puumalainen P., "Method for Detection of Foreign Matter Contents in Gases", U.S. Patent No. 5,047,723, Sep 10, 1991.
- [9] Katto T., Paakanen H., Karhapaa T., "Detection of CWA by Means of Aspiration Condeser Type IMS", Environics Oy, Mikkei, Finland, Technical Report.
- [10] Sacristán E., Solis A., " A Swept-Field Aspiration Condenser as an Ion Mobility Spectrometer", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, submitted.
- [11] Nick I., "A Clear Vision of Fuzzy logic", Control Ingineering, July 1992, p 12-15.
- [12] Dorf R. C., "Modern Control Systems", 4th ed., Addison Wesley, 1986.
- [13] Ogata K., "Modern Control Engineering", 3ra ed., Prentice Hall, 1988.
- [14] Aström K., Hägglund T., "PID Controllers: Theory, Design, and Tuning", 2nd ed., The International Society for Measurement and Control, 1988.
- [15] National Instruments Inc., "PID Control Toolkit for G Reference Manual", National Instruments Inc, 1998.
- [16] McNeill D., Freiberger P., "Fuzzy Logic", 1ª ed, Simon & Schuster, NY, 1993.
- [17] Viot G., "Fuzzy Logic: Concepts to Constructs", AI Expert, November 1993,
- [18] Zimmermman., "Fuzzy Set Theory and its Applications", 2nd ed, Kluwer Academic Publishers, 1991,
- [19] Klir G.J., Folger T. A., "Fuzzy Sets, Uncertainty and Information", Prentice Hall, 1988.
- [20] Ferreyra A., "Controladores de Sentido Común", UNAM, 1994.

- [21] Zheng Li., "A Practical Guide to Tune of Proportional and Integral (PI) Like Fuzzy Controllers", Yamatake-Honeywell Co., IEEE., Int. Conference on Fuzzy System, p 633-640, March 1992, San Diego, California.
- [22] Ferreyra A., Fuentes R., Sacristán E., "Control Difuso: Una Alternativa para Aplicaciones de Alta Presición", SOMI XIII Congreso de Instrumentación; Ensenada, B.C.N., México, Octubre 1988.
- [23] Mizumoto M., "Realization of PID Controls by Fuzzy Logic Control Methods", IEEE. Int Conference on Fuzzy System, p 709-715, March 1992, San Diego, California.
- [24] Cox E., "Fuzzy Fundamentals", IEEE Spectrum, Octuber 1992, p 58.

Apéndice A

Respuesta de un control PID

Las especificaciones para el diseño de un control PID, pueden incluir requerimientos del tiempo de respuesta, Tiempo de asentamiento, relación de decadencia, el sobretiro de la respuesta, el error en estado estable; para cambios de paso del setpoint, (figura A1). Estas cantidades son definidas de diferentes maneras y existen también diferentes estándares.

- Tiempo de respuesta (t_r). Es definido como el tiempo que le toma a la respuesta de pasar de un 10% a un 90% de su valor de estado estable.
- Sobretiro (o). Es definido coma la diferencia entre el primer pico de la respuesta y el valor de estado estable (setpoint). En aplicaciones de control industrial es común especificar un sobretiro del 8% al 10%. En muchas ocasiones es deseable, sin embargo, tener una respuesta sobreamortiguada sin sobretiro.
- Error en estado estable (e_{ss}). Es definido como la diferencia que existe entre el setpoint y la respuesta del control en estado estable. Con la acción integral en el control, el error de estado estable es casi siempre igual a cero.
- Tiempo de asentamiento (t_s). Es el tiempo que le toma a la respuesta permanecer dentro de un porcentaje (p%) del valor de estado estable. El valor de p = 2% es comúnmente utilizado.
- Relación de decadencia (d). Es la relación entre dos máximos consecutivos del error para un cambio en el paso del setpoint o carga. El valor d= ¼, el cual es llamado cuarto de amplitud amortiguada, es utilizada tradicionalmente; este valor es, sin embargo, demasiado alto.



Figura A.1. Especificaciones para la respuesta de un control PID

Apéndice B
DISEÑO DE LOS CONTROLES DIFUSOS

B.1 CONTROL DE TEMPERATURA

b.1.1 Definición de las variables del sistema

En el control de temperatura, la meta es mantener constante una muestra de gas que circula dentro del sensor de gases anestésicos; para esto el control debe de regular la potencia de un radiador de calor hasta que se alcance la temperatura de referencia.

El sistema de control difuso toma en cuenta como entradas la diferencia entre la temperatura de referencia y la temperatura actual del gas, generando con esto una señal de error (Error_Temp) que se introduce al control, el cual genera la señal de control (Amp_Pulso) que permite regular la potencia de un radiador de calor montado en el bloque. Como la temperatura de referencia es siempre la misma, consideramos que la diferencia entre la temperatura de referencia y la temperatura actual es la entrada al sistema. El error de temperatura y la amplitud del pulso son llamadas las variables lingüísticas (figura B1).



Figura B.1. Sistema de control

Ya que tenemos definidas las variables lingüísticas, definimos el conjunto de términos que representan cada variable lingüística:

 a) La variable de entrada (Error_Temp) la estamos considerando como la diferencia entre la temperatura actual y la de referencia por la tanto es importante definir diferencias positivas y negativas. El conjunto de términos para esta variable lingüística son:

	Valor mínimo	Valor típico 1	Valor típico 2	Valor máximo
Neg-Peq	-25.0	-25.0	-25.0	0.0
Cero	-0.05	0.0	0.0	0.05
Pos_peq	0.0	1.0	1.0	2.0
Pos Gran	1.0	25.0	25.0	25.0

b) El conjunto de términos para la variable lingüística Amp_Pluso son:

CHARLE	Valor mínimo	Valor típico 1	Valor típico 2	Valor máximo
Cero	0.0	0.0	0.0	15.0
Mediano	0.5	15.0	15.0	30.0
Grande	15.0	100.0	100.0	100.0

Todos estos términos son representados por formas lineales (triángulos) llamadas Funciones de membrecia (Figuras B.2 y B.3)



Figura B.2. Variable de entrada



Figura B.3. Variable de salida

b.1.2 Algoritmo del sistema

Una ves que se tienen definidas las variables lingüísticas podemos describir las reglas de control para el sistema (figura B.4). Estas reglas son la parte principal del control difuso y contienen toda la información ingenieril necesaria para controlar el sistema. La base de reglas suministran todas las acciones a tomar por el control en ciertas situaciones. En otras palabras, las reglas representan la inteligencia del control.

— Брима	dsheet <mark>Dule C</mark>	ditor - BE	1 國 (m	
	· · ·		HEN	
Lundes	Error_Temp	Des	Amp_Pulo	1226
1	Neg_Peq	1.00	Cero	
2	cero	1.00	Cero	
3	Pos_Peq	1.00	Mediano	
	Pos_Gran	1.00	Grande	
- 5		و المناطقة المحمد ا		Z
	(a)		

Figura B.4. Algoritmo del sistema: a) Reglas de control. b) Vista en 3D de las reglas de control

Se puede observar en la figura B.4 (a) que el control de temperatura se realiza con solo 4 reglas de las 12 posibles (figura B.4.b).

b.1.3 Características de entrada / salida (E/S)

El control difuso es considerado como un control no-lineal, su comportamiento esta determinado por las reglas establecidas en el control y las funciones de membrecia que modelan los términos de las variables lingüísticas de entrada y salida. Debido a que no tiene aspectos dinámicos internos, su respuesta transitoria puede ser descrita totalmente por su característica de entrada/salida.



Figura B.5. Caracteristicas de E/S del Control de Temperatura Difuso

La figura B.5 muestra la característica de E/S para el control de temperatura difuso, en esta se puede observar que el control tiene un comportamiento perfectamente lineal en el intervalo controlado por las reglas 2 y 3

B.2 CONTROL DE PRESIÓN

b.2.1 Definición de las variables del sistema

En el control de presión, la meta es mantener constante la presión (o flujo) de una muestra de gas que circula dentro del sensor de gases anestésicos; para esto el control debe de regular la velocidad de una bomba de muestreo hasta que se alcance la presión de referencia.

El sistema de control difuso toma en cuenta como entradas la diferencia entre la presión de referencia y la presión actual del gas, generando con esto una señal de error (Error_Presión) que se introduce al control, el cual genera la señal de control (Voltaje_Motor) que permite regular la velocidad de la bomba de muestreo. Como la presión de referencia es siempre la misma, consideramos que la diferencia entre la presión de referencia y la presión actual es la entrada al sistema (figura B.6).



Figura B.6. Sistema de control

Ya que tenemos definidas las variables lingüísticas, definimos el conjunto de términos que representan cada variable lingüística:

El conjunto de términos para esta variable lingüística (Error_Presión) son:

	Valor mínimo	Valor típico 1	Valor típico 2	Valor máximo
Negativo	-3.5	-3.5	-1.0	0.0
Cero	-1.0	0.0	0.0	1.0
Positivo	0.0	1.0	1.0	2.0
Medio Positivo	1.0	2.0	2.0	3.0
Muy Positivo	2.0	3.0	3.5	3.5

El conjunto de términos para la variable lingüística Voltaje_Motor son:

1.5 Martin	Valor mínimo	Valor típico 1	Valor típico 2	Valor máximo
Cero	1.0	1.0	1.0	2.5
Pequeño	1.0	2.5	2.5	3.75
Mediano	2.5	3.75	3.75	4.75
Grande	3.75	4.75	4.75	6.0
Muy Grande	4.75	6.0	6.0	6.0

Las Funciones de membrecia son (Figuras B.7 y B.8):



Figura B.7. Variable de entrada



Figura B.8. Variable de salida

b.2.2 Algoritmo del sistema

El algoritmo que rige este control es:



Figura B.9 Algoritmo del sistema: a) Reglas de control. b) Vista en 3D de las reglas de control.

Se puede observar en la figura B.9 (a) que el control de presión se realiza con solo 5 reglas de las 20 posibles (figura B.9.b).

b.2.3 Características de entrada / salida (E/S)

La superficie de aproximación para este control es:



Figura B.10. Características de E/S del Control de Presión Difuso

La figura B.10 muestra la característica de E/S para el control de presión difuso, en esta se puede observar que el control tiene un comportamiento perfectamente lineal en el intervalo controlado por las reglas 2,3 y 4.

REFERENCIAS

- [1] National Instruments Inc., "Fuzzy Logic for G Toolkit Reference Manual", National Instruments Inc, 1997.
- [2] Microchip Techology Inc., "fuzzyTECH®-MP", Microchip Inc, 1995

Apéndice C

CIRCUITO RADIADOR DE CALOR

El circuito utilizado como radiador de calor para el control de temperatura difuso es el que se muestra en la figura C.1. En este circuito hay dos componentes que juegan un papel determinante:

- 1. La resistencia de base (R_{B)} es la que controla la corriente que circula por el colector de Q₁: Si el valor de esta resistencia se incrementa, diminuyen la I_B, la I_C, el V_{EC} y con esto la potencia disipada por Q₁. Si el valor de esta resistencia se disminuye aumenta la I_B, la I_C, el V_{EC} y con esto la potencia disipada por Q₁. Esta resistencia debe de ser calibrada de manera tal que se obtenga la mayor disipación de potencia en el transistor pero sin dejar de cuidar la corriente que se le demanda a la fuente de alimentación. Por cuestiones de seguridad se recomienda iniciar con un valor para R_B de 270 Ω el cual provoca que I_C \cong 4 amp, V_{EC} \cong 11.6 volts y la potencia disipada por Q₁ seria de aproximadamente 47 Watts; a partir de este valor se puede aumentar el valor de R_B para ir regulando la I_C y con ello la potencia disipada por Q₁.
- 2. La resistencia de emisor (R_E) es la que activa o desactiva el circuito radiador de calor. Si el valor de esta resistencia es de 100K Ω , casi todo el voltaje de la fuente de alimentación (12 V) caen a través de ella lo que provoca que el V_{EC} sea bajisimo o casi nulo y aun cuando circule una pequeña I_C por Q₁, la potencia de disipación será casi de 0 watts (OFF). Si hacemos que esta resistencia tienda a cero ($R_E = 0$) lo que equivale a tener un corto circuito, ocasionamos que el voltaje de alimentación caiga casi todo en la unión EC del transistor ($V_{EC} \cong 12V$) y con la corriente que circula por el colector la potencia de disipación de Q₁ será la máxima (ON).



Figura C1. Circuito calentador para el control de temperatura difuso. La resistencia de base R_B controla la corriente que pasa por el transistor Q1 y la resistencia de 100k conectada al emisor de Q1controla él apagado del circuito calentador. El V_{in} es la señal proveniente del control de temperatura difuso.

Como se puede observar es necesario conectar y desconectar la resistencia de emisor conectada a Q_1 para que el circuito calentador funcione, para esto es utilizado el circuito de interface marcado en la figura C.1. En este circuito:

- a) Cuando V_{in} es alto, Q₃ se satura y su corriente de emisor se convierte en la corriente de base de Q₂ provocando con esto que Q₂ también se sature. Cuando Q₂ se satura, se logra anular la resistencia de 100 KΩ y se fija la I_E de Q₁ (I_E ≅ I_C); ocasionando con esto que el circuito calentador se active.
- b) Cuando V_{in} es bajo, Q₁ está en corte, lo cual a su vez interrumpe a Q₂. Q₂ aparece entonces como un circuito abierto y por lo tanto la resistencia de 100 K Ω no se pude anular; provocando con esto que el circuito calentador se apague.

Apéndice D

EVALUACIÓN DE LOS DATOS ANALÍTICOS

En este apéndice se describen los principales tipos de errores que se encuentran en un proceso de medición así como se calculan y presentan sus magnitudes correspondientes. Estimar la exactitud de los resultados es una parte vital de cualquier análisis ya que los datos de fiabilidad desconocida no tienen esencialmente ningún valor.

D.1 PRECISIÓN Y EXACTITUD

Los dos parámetros que más se usan en el análisis de la fiabilidad de los datos analíticos son: la precisión y la exactitud [1].

d.1.1 Precisión

La precisión describe la reproducibilidad de los resultados –estos es, la concordancia entre los valores numéricos de dos o mas mediciones repetidas, o que se han realizado exactamente de la misma forma. En general, la precisión de un método analítico se obtiene con facilidad simplemente repitiendo la medición.

Para describir la precisión de un conjunto de datos se usan principalmente tres parámetros: desviación estándar, varianza y coeficiente de variación.

d.1.2 Exactitud

La exactitud describe la veracidad de un resultado experimental. Estrictamente hablando, el único tipo de medición totalmente exacta es el contar objetos. Todas las demás mediciones contienen errores y dan sólo una aproximación de la realidad. La exactitud es un termino relativo ya que el hecho de que un método sea o no exacto depende en gran medida de las necesidades del científico y de la dificultad del problema analítico.

D.2 DEFINICIÓN DE LOS ERRORES

Los errores que se pueden encontrar dentro de un proceso de medición son de dos tipos: los errores aleatorios, o indeterminados, y los errores sistemáticos, o determinados. El error absoluto de la media de un conjunto de mediciones repetidas es, por tanto, la suma de estos dos tipos de errores:

$$E_a = E_r + E_s$$

en la que Er es el error aleatorio asociado a la medición y Es el error sistemático.

d.2.1 Errores Aleatorios

Siempre que se repiten varias mediciones analíticas de una misma muestra, los datos obtenidos se dispersan debido a la presencia de errores indeterminados, o aleatorios, es decir, la presencia de éstos queda reflejada en la imprecisión de los datos.

Para definir los errores involucrados en un proceso de medición se utilizara la figura D.1 que representa la variación de los datos de una variable y_{nk} con respecto a un patrón x_n durante una serie de mediciones; en esta figura y_{nk} toma valores aleatorios alrededor de un valor promedio y_n , en tanto que el valor patrón x_n también es constante. Las líneas verticales punteadas mostradas en la figura, marcan la selección de un segmento de datos para la observación de y_n [2].



Figura D1. Variación temporal de y_{nk} con respecto al patrón x_n durante una serie de mediciones.



Figura D2. Segmento de observación de las variaciones de y_{nk} durante las mediciones.

Apéndice D

DOOUMENTALES - SIBIL

JONRONANDION DE SE

En la figura D.2 se tiene un acercamiento al segmento de observación, el que se utilizara para definir los errores de medición. En esta figura el segmento de observación de x_n representa un espacio de tiempo fijo durante el cual se aplica al instrumento el único patrón x_n . En este lapso de tiempo se representan, por medio de una línea variable, algunos de los posibles valores que se han obtenido para y_{nk} de todo su intervalo dinámico de variación. En este contexto, y_n es el valor esperado de la población aleatoria del conjunto de las mediciones ynk que se han capturado. Las tres diferencias absolutas ePnk , eEnk y eCn , definidas en forma gráfica en esta figura, representan respectivamente los errores de precisión, exactitud y certeza de estas mediciones. Estos errores se utilizaran más adelante como punto de partida para especificar en forma más rigurosa los conceptos de precisión, exactitud y certeza.

En forma algebraica, las definiciones gráficas de la figura D.2 se expresan en términos absolutos como se indica a continuación [2].

Precisión. El error de precisión (o imprecisión) de la k-ésima medición realizada con el n-ésimo patrón se define:

$$\boldsymbol{e}_{Pnk} = \boldsymbol{\mathcal{Y}}_{nk} - \boldsymbol{\mathcal{Y}}_{n} \tag{D.1}$$

Exactitud. El error de exactitud (o inexactitud) de la k-ésima medición efectuada con el n-ésimo patrón se define:

$$\boldsymbol{\mathcal{e}}_{Enk} = \boldsymbol{\mathcal{Y}}_{nk} - \boldsymbol{\mathcal{X}}_n \tag{D.2}$$

Certeza. El error de certeza o error sistematico (o incerteza) del conjunto de mediciones realizadas al n-ésimo patrón se define:

$$\boldsymbol{e}_{Cn} = \boldsymbol{y}_n - \boldsymbol{\chi}_n \tag{D.3}$$

d.2.1.1. Tratamiento estadístico de los errores aleatorios.

Los datos distribuidos al azar, del tipo descrito en la sección anterior se analizan de forma adecuada mediante las técnicas estadísticas, que se consideran en la sección siguiente.

d.2.1.1.1 Poblaciones y muestras.

En el tratamiento estadístico de los datos[1], se supone que el puñado de resultados experimentales repetidos que se obtuvieron en el laboratorio es una mínima fracción del número infinito de resultados que se podrían obtener, en principio, si se dispusiera de un tiempo y una cantidad de muestra infinitos. A este puñado de datos, se le denomina una muestra, la cual se ve como un subconjunto de una población infinita, o universo, de datos que en principio existen. Las leyes de la estadística sólo se aplican estrictamente a las poblaciones; cuando se aplican a las muestras de datos de los laboratorios, hay que suponer que dicha muestra es verdaderamente representativa de la población. Como no hay seguridad en que dicha suposición sea válida, las afirmaciones acerca de los errores aleatorios son una fuerza incierta y deben expresarse en términos de probabilidades.

d.2.1.1.2 Definiciones de algunos parámetros estadísticos.

Media de la población (\mu). La media de la población, o media límite, de un conjunto de repeticiones se define por medio de la ecuación [1].

$$\mu = \lim_{N \to \infty} \frac{\sum_{i=1}^{N} x_i}{N}$$
(D.4)

en la que x_i representa el valor de la i-ésima medida. Tal como indica esta ecuación, la media de un conjunto de medidas se aproxima a la media de la población cuando N, el número de mediciones, se aproxima a infinito. Es importante añadir que en ausencia de error, μ es el valor verdadero de la cantidad medida.

Desviación estándar de la población (σ **) y varianza de la población (** σ ²**).** La desviación estándar de la población y la varianza de la población proporcionan medidas estadísticamente significativas de la precisión de una población de datos. Así pues [1],

$$\sigma = \lim_{N \to \infty} \frac{\sum_{i=1}^{N} (x_i - \mu)^2}{N}$$
(D.5)

en la que x_i de nuevo es el valor de la i-ésima medición. Obsérvese que la desviación estándar de la población es la raíz cuadrática media de las desviaciones individuales respecto a la media de la población.

Los estadísticos prefieren expresar la precisión de los datos en términos de la varianza, que es tan solo el cuadrado de la desviación estándar (σ^2), por que las varianzas se combinan de forma aditiva. Esto es, si **n** causas independientes de error aleatorio están presentes en un sistema, la varianza total σ_t^2 viene dada por la relación

 $\sigma_t^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \dots + \sigma_n^2$ (D.6)

en donde ${\sigma_1}^2,\,{\sigma_2}^2,\,...,\,{\sigma_n}^2$ son las varianzas individuales.

En general, se prefiere describir la precisión de las medidas en términos de desviación estándar más que de varianza ya que esta presenta las mismas unidades que la propia medida.

Media de la muestra (*x* **) [3].** La media de la muestra es la media, o promedio, de un conjunto finito de datos. Ya que en este caso N es un número finito, \overline{x} suele diferir algo de la media de la población μ y, por tanto, del valor verdadero de la cantidad medida. La utilización, en este caso, de un símbolo diferente quiere enfatizar esta importante distinción.

Desviación estándar de la muestra (s) y varianza de la muestra (s²). La desviación estándar (s) de una muestra de datos de tamaño limitado viene dada por la ecuación [3]:

$$s = \frac{\sum_{i=1}^{N} (x_i - x)^2}{N - 1}$$
(D.7)

Obsérvese que la desviación estándar de la muestra difiere de la desviación estándar de la población definida en la ecuación D.5, en tres aspectos. En primer lugar, **s** reemplaza a σ para así enfatizar la diferencia entre ambos parámetros. En segundo lugar, *x*, la media de la muestra, reemplaza a μ , la media verdadera. Por ultimo, N-1, que se define como el número de grado de libertad, aparece en el denominador en lugar de N.

Estos conceptos por su definición, nos permitirán definir la imprecisión, la inexactitud y la certeza en términos estadísticos(s_P , s_E , s_C) al ser aplicado a cada uno de los errores (D.1, D.2 y D.3), se convierte en las siguientes expresiones :

$$s_{P} = \frac{\sum_{i=1}^{N} (y_{nk} - y_{n})^{2}}{N - 1}$$
(D.8)

$$s_{E} = \frac{\sum_{i=1}^{N} (y_{nk} - x_{n})^{2}}{N - 1}$$
(D.9)

$$s_{C} = \frac{\sum_{i=1}^{N} (y_{i} - x_{i})^{2}}{N}$$
 (D.10)

donde:

 y_{nk} = valor de la k-ésima medición

$$y_n$$
 = valor esperado de y_{nk} .

$$x_n = patrón.$$

N = número de mediciones.

Finalmente esto permite definir [2]:

$P=1-s_P$	Precisión.	(D.11)
$E=1-s_E$	Exactitud.	(D.12)
$C = 1 - s_{\rm C}$	Certeza.	(D.13)

d.2.2 Errores Sistemáticos

Los errores sistemáticos tienen un valor definido, una causa asignable, y para las mediciones repetidas que se realizan exactamente de la misma manera tienen el mismo signo y magnitud. Los errores sistemáticos determinan la exactitud de una técnica de medición.

Los errores sistemáticos son de tres tipos [1]: instrumentales, personales y de método.

Errores instrumentales. Son aquellos que se deben: a derivas de circuitos electrónicos, efectos de la temperatura en los detectores, corrientes inducidas en los circuitos a causa de las líneas de suministro de corriente alterna, disminuciones de voltaje de las baterías al ser utilizadas, y errores de calibración en los medidores.

Estos errores se suelen detectar y corregir mediante calibración, por lo que, siempre debe hacerse una calibración periódica de los instrumentos ya que la respuesta de la mayoría de instrumentos varía con el tiempo a consecuencia del desgaste, la corrosión o de un trato inadecuado.

Errores personales. Los errores personales se introducen en las mediciones debido a los juicios que el experimentador debe hacer, por ejemplo: estimar la posición de una aguja entre dos divisiones de una escala o el nivel de un liquido en una pipeta graduada; los juicios de este tipo, a menudo están sujetos a incertidumbres unidireccionales sistemáticas, por ejemplo una persona puede leer una aguja siempre en posición elevada, otra puede ser bastante lenta en activar un temporizador.

Una causa casi universal de errores personales son los prejuicios. La mayoría de las personas, independientemente de su honestidad, tienen una tendencia natural a estimar las lecturas de una escala en una dirección que mejore la precisión del conjunto de los resultados, o los haga caer en torno a una idea preconcebida del valor verdadero de la medida.

La mayoría de los errores personales pueden minimizarse si se trabaja con cuidado y auto disciplina. Así pues, la mayoría de los científicos tienen el hábito de comprobar sistemáticamente dos veces las lecturas instrumentales, las anotaciones y los cálculos.

Errores de método. Los errores de método se suelen introducir a causa del comportamiento físico y químico no ideal de los reactivos y las reacciones en los que se basa el análisis. Algunas causa posibles son: reacciones químicas incompletas o lentas, pérdidas por volatilidad, inestabilidad de los reactivos, contaminantes e interferencias químicas.

Estos errores suelen ser más difíciles de detectar y corregir que los instrumentales y personales. La validación de un método es la forma mejor y más segura de hacerlo, y consiste en emplear dicho método para analizar materiales estándar que se parezcan a las muestras a analizar tanto en un estado físico como en su composición química.

REFERENCIAS

- Skoog D., Leary J., "Principles of Instrumental Analysis", 4a ed., McGraww-Hill, 1994.
 Sacristán E., "Fundamentos de la instrumentación biomédica",
 Miller I., Freund J., "Probability and Statistic for Engineers", 4ª ed., Prentice Hall, 1992.

Apéndice E

CARACTERISTICAS DINAMICAS DE LOS SITEMAS DE CONTROL

E.1 MODELADO MATEMÁTICO DE SISTEMAS DINAMICOS

El estudio de los sistemas de control implica modelar y analizar los sistemas dinámicos y sus características. Un modelo matemático de un sistema se define como un conjunto de ecuaciones que representan la dinámica del sistema con precisión o, al menos, bastante bien; la mayoría de los sistemas se describen en términos de ecuaciones diferenciales, las cuales se obtienen a partir de las leyes físicas que gobiernan el sistema en estudio, como las leyes de newton para sistemas mecánicos y las leyes de Kirchhoff para sistemas eléctricos

e.1.1 Modelos matemáticos

Los modelos matemáticos pueden adoptar muchas formas distintas dependiendo del sistema del que se trate y de las circunstancias especificas, un modelo matemático puede ser más conveniente que otro. Por ejemplo, para el análisis de la respuesta transitoria o de la respuesta en frecuencia de sistemas lineales con una salida y una entrada invariantes con el tiempo, la representación mediante la función de transferencia puede ser más conveniente que cualquier otra. Una vez obtenido el modelo matemático de un sistema, se utilizan recursos analíticos, así como computadoras, para estudiarlo y sintetizarlo.

Es posible mejorar la precisión de un modelo matemático si se aumenta su complejidad. En algunos casos, se utilizan cientos de ecuaciones para escribir un sistema completo. Sin embargo, en la obtención de un modelo matemático, debemos establecer un equilibrio entre la simplicidad del mismo y la precisión de los resultados del análisis. No obstante, si no se necesita una precisión extrema, es preferible obtener un modelo matemático adecuado para el problema simplificado. De hecho, por lo general basta con obtener un modelo matemático adecuado para el problema que se considera.

Al obtener un modelo matemático razonablemente simplificado, a menudo resulta necesario ignorar ciertas propiedades físicas inherentes al sistema. En particular, si se pretende obtener un modelo matemático con ecuaciones diferenciales, siempre es necesario ignorar ciertas no linealidades que pueden estar presentes en el sistema dinámico. Si los efectos que estas propiedades ignoradas tienen sobre la respuesta son pequeños, se obtendrá un buen acuerdo entre los resultados del análisis de un modelo matemático y los resultados del estudio experimental del sistema físico,

En general cuando se soluciona un problema nuevo, es conveniente desarrollar primero un modelo matemático simplificado para obtener una idea general de la solución. A continuación se desarrolla un modelo matemático más completo y se usa para un análisis con mas pormenores.

e.1.2 Función de transferencia

En la teoría de control, a menudo su usan las funciones de transferencia (F.T) para caracterizar la relación entrada - salida de componentes o de sistemas que se describen mediante ecuaciones diferenciales lineales invariantes en el tiempo.

La función de trasferencia de un sistema descrito mediante una ecuación diferencial se define como la relación entre la transformada de Laplace de la salida (función de respuesta) y la transformada de Laplace de la entrada (función de excitación) bajo la suposición de que todas las condiciones iniciales son cero.

Considere el sistema lineal e invariante con el tiempo descrito mediante la siguiente ecuación diferencial lineal, ordinaria, con coeficientes constantes:

$$a_n \frac{d^n y(t)}{dt^n} + \dots + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = b_m \frac{d^m x(t)}{dt^m} + \dots + b_1 \frac{dx(t)}{dt} + b_0 x(t)$$
(e.1)

en donde **y** es la salida del sistema y **x** es la entrada. La función de transferencia de este sistema se obtiene tomando la transformada de Laplace de ambos miembros de la ecuación diferencial, bajo la suposición de que todas las condiciones iniciales son cero, o bien,

Función de transferencia = $G(s) = \frac{\pounds[salida]}{\pounds[entrada]_{Condiciones_iniciales_cero}}$

$$= \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_{m-1} s + b_m}{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} s + a_n}$$
(e.2)

A partir del concepto de función de transferencia es posible representar la dinámica de un sistema mediante ecuaciones algebraicas en **s**. Si la potencia más alta de **s** en el denominador de la función de transferencia es igual a n, el sistema se denomina de n-ésimo orden.

E.2 Análisis de la respuesta transitoria

Como se menciono anteriormente, el primer paso para analizar un sistema de control es obtener un modelo matemático del mismo. Una vez obtenido tal modelo, existen métodos para el análisis del desempeño del sistema.

En la practica, la señal de entrada para un sistema de control no se conoce con anticipación, pero es de naturaleza aleatoria, y la entrada instantánea no puede expresarse en forma analítica. Solo en algunos casos especiales se conoce con anticipación la señal de entrada y se puede expresar en forma analítica o mediante curvas.

En el análisis y diseño de sistemas de control, debemos tener una base de comparación del desempeño de diversos sistemas de control. Esta base se configura especificando las señales de entrada de prueba particulares y comparando las respuestas de varios sistemas a estas señales de entrada.

Muchos criterios de diseño se basan en tales señales o en la respuesta del sistema a los cambios en las condiciones iniciales (sin señales de prueba). El uso de señales de prueba se justifica por que existe una correlación entre las características de respuesta de un sistema para una señal de entrada de prueba común y la capacidad del sistema de manejar las señales de entrada reales.

e.2.1 Señales de prueba típicas

Las señales de prueba que se usan regularmente son funciones escalón, rampa, parábola, impulso, senoides, etc. Con estas señales de prueba, es posible realizar con facilidad análisis matemáticos y experimentales de sistemas de control, dado que las señales son funciones del tiempo muy simples.

La forma de la entrada a la que el sistema estará sujeto con mayor frecuencia bajo una operación normal determina cual de las señales de entrada típicas se debe usar para analizar las características del sistema. Si las entradas para un sistema de control son funciones del tiempo que cambia en forma gradual, una función rampa seria una buena señal de prueba. Asimismo, si un sistema está sujeto a perturbaciones repentinas, una función escalón sería la mejor. Una vez diseñado un sistema de control con base en las señales de prueba, por lo general el desempeño del sistema en respuesta a las entradas reales es satisfactorio. El uso de tales señales de prueba permite comparar el desempeño de todos los sistemas sobre la misma base.

e.2.2 Respuesta transitoria y respuesta en estado estable

La respuesta en el tiempo de un sistema de control consta de dos partes: la respuesta transitoria y la respuesta en estado estable. Por respuesta transitoria nos referimos a la que va del estado inicial al estado final. Por respuesta en estado estable, nos referimos a la manera en la cual se comporta la salida del sistema conforme t tiende a infinito.

e.3 Sistemas de primer orden

Considere un sistema de primer orden caracterizado por la siguiente ecuación diferencial:

$$a_1 \frac{dy_n}{dt} + a_0 y_n = b_0 x_n$$
 (e.3)

aplicando la transformada de Laplace y considerando condiciones iniciales iguales a cero tenemos:

$$a_{1}Y_{n}(s)s + a_{0}Y_{n}(s) = b_{0}X_{n}(s)$$
$$Y_{n}(s)(a_{1}s + a_{0}) = b_{0}X_{n}(s)$$
$$\frac{Y_{n}(s)}{X_{n}(s)} = \frac{b_{0}}{a_{1}s + a_{0}}$$

Estandarizando la F.T

$$\frac{Y_n(s)}{X_n(s)} = \frac{b_0}{a_0 \left(\frac{a_1 s}{a_0} + 1\right)}$$

Finalmente la F.T es:

$$\frac{Y_n(s)}{X_n(s)} = \frac{k}{\tau s + 1}$$
(e.4)

Donde:

$$k = \frac{b_0}{a_0}$$
$$\tau = \frac{a_1}{a_0} = \text{constante de tiempo del sistema}$$

e.3.1 Respuesta escalón unitario de sistemas de primer orden

Dado que la transformada de Laplace de un escalón unitario es 1/s, sustituyendo $X_n(s)=1/s$ en la ecuación (e.4), obtenemos:

$$Y_n(s) = \left(\frac{k}{\tau s + 1}\right)\frac{1}{s}$$

Expandiendo Y_n(s) en fracciones parciales:

$$Y_{n}(s) = \left(\frac{k}{s+1}_{\tau}\right)\frac{1}{s} = \frac{A}{s} + \frac{B}{s+1}_{\tau}$$
(e.5)

Donde

$$A = \frac{k}{s+1} \tau_{S=0} = k \qquad y \qquad B = \frac{k}{s} \tau_{S=-1} = -k$$

de tal forma que:

$$Y_n(s) = \frac{k}{s} + \left(\frac{-k}{s+1}\tau\right) = \frac{k}{s} - \frac{k}{s+1}\tau$$

Regresando al dominio del tiempo:

$$y_{n}(t) = \pounds^{-1} \{Y_{n}(s)\} = \pounds \left\{ \frac{k}{s} - \frac{k}{s+1} \right\}$$
$$= k - k e^{-\frac{1}{\tau}}$$
$$= k \left(1 - e^{-\frac{1}{\tau}} \right)$$
(e.6)

La ecuación (e.6) muestra que la salida $y_n(t)$ es inicialmente cero y alcanza más rápido su valor final cuando $e^{-t\tau}$ tiende a cero rápidamente; esto implica una τ pequeña, por otra parte conforme más pequeña es la constante de tiempo τ , más rápida es la respuesta del sistema.

La curva de respuesta exponencial $y_n(t)$ obtenida mediante la ecuación(e.6) aparece en la figura e.1. En una constante de tiempo, la curva de respuesta exponencial ha ido de 0 a 63.2% del valor final. En dos constantes de tiempo, la respuesta alcanza 86.5% del valor final. En t=3 τ , 4 τ , 5 τ y 6 τ , la respuesta alcanza 95, 98.2, 99.3 y 99.7% respectivamente, del valor final. Por tanto, para t≥ 4 τ , la respuesta permanece dentro del 2% del valor final. Como se observa en la ecuación (e.6), el estado estable se alcanza matemáticamente sólo después de un tiempo infinito. Sin embargo, en la practica, una estimación razonable del tiempo de respuesta es la longitud de tiempo que necesita la curva de respuesta para alcanzar la línea de 2% del valor final, o cuatro constantes de tiempo.



Una característica importante de la curva de respuesta exponencial es que la pendiente de la línea de tangente en t=0 es $1/\tau$, dado que:

$$\frac{dy}{dt} = \frac{1}{\tau} e^{-\tau} \frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau}$$
(e.7)

La respuesta alcanzaría el valor final en t= τ si mantuviera su velocidad de respuesta inicial. A partir de la ecuación (e.7) vemos que la pendiente de la curva de respuesta y_n(t) disminuye en forma monotonica de 1/ τ en t=0 a cero en t= ∞ .

e.3.2 Tiempo de asentamiento (t_s) y la constante de tiempo (τ)

El tiempo que tarda la salida de un control en alcanzar el setpoint dentro de un porcentaje de error es llamado tiempo de asentamiento t_S (ver apéndice A). El porcentaje de error más comúnmente utilizado es de 2%. Como se explico en la sección anterior, este porcentaje tiene una relación directa con la constante de tiempo τ , ya que para t $\ge 4\tau$, la respuesta del control permanece en dentro del 2% del valor final.

Para encontrar la relación entre el tiempo de asentamiento y la constante de tiempo del sistema, podemos preguntar ¿ Cual es el tiempo que tardara la salida de un sistema en alcanzar el setpoint a un 95%?. Es decir:

$$y_n(t) = 0.95X_n(t)$$

y si Xn(t) es un escalón unitario, entonces Xn (t) =1 y:

$$y_n(t) = 0.95$$
 (e.8)

Por otra parte si:

$$v_n(t) = k \left(1 - e^{-\frac{1}{\tau} t} \right)$$

y si k=1

$$y_n(t) = \left(1 - e^{-\frac{1}{\tau}t}\right) \tag{e.9}$$

igualando las ecuaciones (e.8) y (e.9) tenemos

 $0.95 = 1 - e^{-t_{\tau}}$

despejando t

$$1 - 0.95 = e^{-t_{\tau}}$$

$$e^{t_{\tau}} = \frac{1}{1 - 0.95}$$

$$t_{\tau} = \ln\left(\frac{1}{1 - 0.95}\right)$$

$$t = \left(\ln\left(\frac{1}{1 - 0.95}\right)\right)\tau$$
(e.10)

Finalmente:

Por lo tanto, el tiempo que tarda la salida de este sistema en alcanzar el setpoint a un 95 % es de aproximadamente 3τ .

Generalizando, podemos utilizar la ecuación (e.10) para establecer la relación que existe entre el t_s y τ dentro de un sistema de control:

$$t_{S} = \left(\ln \left(\frac{1}{1 - \frac{9}{100}} \right) \right) \tau \qquad (e.11)$$

Relación que permite calcular el t_s para un porcentaje de error determinado. Ahora, si se conoce la respuesta completa de un sistema de control, se podrá calcular el t_s para x porcentaje de error y esta ecuación permitirá calcular la τ del control.

e.3.3 Respuesta en frecuencia

Puesto que las señales senoidales se producen fácilmente, una forma convincente de probar un sistema lineal es inyectando una senoide como entrada y observar la respuesta en estado estable senoidal. La salida del sistema será también senoidal y tendrá la misma frecuencia que la entrada, sin embargo, la amplitud y la fase de la salida serán diferentes de las de la entrada. Cambiar la fase o la amplitud de la senoide no significara una nueva prueba al sistema, dado que la respuesta predeciblemente se multiplicara con la amplitud y desplazamiento de fase junto con la entrada. Sin embargo, en cada frecuencia posible de la entrada, la respuesta del sistema, tanto en la amplitud como en la fase serán distintas. Estas variaciones de respuesta con la frecuencia forman la respuesta en frecuencia del sistema. Por lo tanto, cuando se habla de la respuesta en frecuencia de un sistema de control nos estamos refiriendo a la respuesta de estado estable del mismo a una entrada senoidal. En los métodos de la respuesta en frecuencia, la frecuencia de la señal de entrada se varía en un cierto rango, para estudiar la respuesta resultante.

Consideremos la función de transferencia para el sistema de primer orden mostrada en la sección e.3, en la cual se sustituye a **s** por j $_{00}$ para obtener la función de transferencia senoidal del sistema:

$$G(j\omega) = \frac{Y_n(j\omega)}{X_n(j\omega)} = \frac{k}{\tau j\omega + 1}$$
(e.12)

esta función de transferencia senoidal, es una cantidad compleja que se representa y caracteriza por su magnitud y ángulo de fase, con la frecuencia ω como parámetro.

Una función de transferencia senoidal puede representarse mediante dos gráficas distintas: una que ofrece la magnitud contra la frecuencia y otra que muestra el ángulo de fase (en grados) contra la frecuencia. Existen diferentes representaciones gráficas para realizar estos trazos, siendo los diagramas de Bode (trazos logarítmicos) los mas utilizados. Los diagramas de Bode están formados por dos gráficas: una es el logaritmo de la magnitud de una función de transferencia senoidal y la otra es el ángulo de fase. Ambas se grafican contra la frecuencia en la escala logarítmica.

La representación común de la magnitud logarítmica de $G(j\omega)$ es 20 log $|G(j\omega)|$, en donde la base del logaritmo es 10. La unidad que se usa en esta representación de la magnitud es el decibel, por lo general abreviado dB. En la representación logarítmica, se trazan las curvas sobre papel semilogarítmico, con la escala logarítmica para la frecuencia y la escala lineal para cualquier magnitud (en dB) o el ángulo de fase (en grados). En la figura e.2 se pueden apreciar los diagramas de Bode para la F.T (e.12) con k = $\tau = 1$.



Figura e.2. Gráfica de Bode para

$$G(j\omega) = \frac{Y_n(j\omega)}{X_n(j\omega)} = \frac{k}{\tau j\omega + 1}, \text{ con } k=1.$$

La respuesta en frecuencia de un sistema de control presenta una imagen cualitativa de la respuesta transitoria, aun cuando la correlación entre estas respuestas es indirecta [1]. Además existen cantidades en el dominio de la frecuencia que se usan a menudo en las especificaciones de desempeño del sistema de control; estas son: la frecuencia de corte, el ancho de banda y la razón de corte.

La **frecuencia de corte** (ω_b) es aquella en la cual la magnitud de la respuesta en frecuencia esta 3 dB debajo de su valor de frecuencia cero (ver figura e.3). Por lo tanto, el sistema de control filtra las componentes de la señal cuyas frecuencias son mayores que la frecuencia de corte y permite el paso de aquellas con frecuencias menores que la frecuencia de corte.

Por otra parte, el rango de frecuencias $0 \le \omega \le \omega_b$ en el cual la magnitud de G(j ω) no desciende a –3 dB se denomina **ancho de banda** del sistema (ver figura e.3). El ancho de banda indica la frecuencia a la cual la magnitud empieza a rebasar su valor de frecuencia baja.



Gráfica de Bode de magnitud

Figura e.3. Trazo logarítmico que muestra la frecuencia de corte ω_b y el ancho de banda.

La pendiente de la curva de magnitud logarítmica cercana a la frecuencia de corte es conocida como **razón de corte**, esta es de suma importancia ya que indica la capacidad de un sistema para distinguir la señal del ruido.

Por ejemplo, considere los sistemas siguientes:

Sistema i:
$$G(s) = \frac{1}{s+1}$$

Sistema ii: $G(s) = \frac{1}{3s+1}$

Al trazar las curvas de respuesta en frecuencia para los dos sistemas (figura e.4), encontramos que el sistema (i) tiene un ancho de banda de $0 \le \omega \le 1$ rad/seg y el sistema (ii) de $0 \le \omega \le 0.33$ rad/seg.

Si trazamos las respuestas escalón unitario (figura e.5) y rampa unitaria (figura e.6) para estos dos sistemas, es evidente que el sistema con un ancho de banda mayor (sistema i) tiene una velocidad de respuesta mucho mayor así como también sigue la entrada del sistema mucho mejor.

En conclusión, el ancho de banda de un sistema de control es directamente proporcional a la velocidad de su respuesta: un ancho de banda grande corresponde a tiempos de respuesta y asentamiento pequeños, lo que trae como consecuencia que la constante de tiempo del sistema de control (ver sección e.3.2) sea también pequeña; esto asegura que la velocidad de respuesta sea rápida. Además, el ancho de banda marca la capacidad que tiene el control para reproducir (seguir) la señal de entrada y a su ves tiene implicación directa en las características de filtrado necesarias para el ruido de alta frecuencia.



Figura e.4 Curvas de la respuesta en frecuencia de lazo cerrado.



Figura e.5 Curvas de la respuesta escalón unitario.



Figura e.6. Curvas de la respuesta rampa unitaria x(t)=2t.

Referencias

- [1] Ogata K., "Modern Control Engineering", 3ra ed., Prentice Hall, 1988.
 [2] Dorf R. C., "Modern Control Systems", 4th ed., Addison Wesley, 1986.
 [3] Sacristán E., "Fundamentos de la instrumentación biomédica",
- [4] Etter D. M., "Engineering problem solving with MATLAB[®]", 2^a ed., Prentice Hall, 1997.