

**UNIVERSIDAD DE COSTA RICA  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
ESCUELA DE INGENIERÍA QUÍMICA**

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA INTERFAZ DE CONTROL DE  
NIVEL, TEMPERATURA Y FLUJO DE AGUA EN UN TANQUE  
PARA USO EN PRÁCTICAS DE LABORATORIO**

**PROYECTO DE GRADUACIÓN SOMETIDO A LA CONSIDERACIÓN  
DE LA ESCUELA DE INGENIERÍA QUÍMICA COMO  
REQUISITO FINAL PARA OPTAR AL GRADO DE  
LICENCIATURA EN INGENIERÍA QUÍMICA**

**ESTEBAN RICHMOND SALAZAR**

**CIUDAD UNIVERSITARIA “RODRIGO FACIO”  
SAN JOSÉ, COSTA RICA**

**2009**

“Diseño y construcción de una interfaz de control de nivel, temperatura y flujo de agua en un tanque para uso en prácticas de laboratorio”

Sustentante:

*Esteban Richmond Salazar*

Aprobado por:

Presidente del tribunal

---

Ing. Álvaro Flores Zamora  
Profesor Adjunto  
Escuela de Ingeniería Química, UCR

Director del proyecto

---

M.Sc. Adolfo Ulate Brenes  
Profesor Instructor  
Escuela de Ingeniería Química, UCR

Miembro lector

---

M.Sc. José Rubén Naranjo Sánchez  
Profesor Asociado  
Escuela de Ingeniería Química, UCR

Miembro lector

---

Ing. Erick Solano Carmona  
Profesor Interino  
Escuela de Ingeniería Química, UCR

Miembro invitado

---

Dr. Eduardo Rivera Porras  
Profesor Adjunto  
Escuela de Ingeniería Química, UCR

Ciudad Universitaria “Rodrigo Facio”, 21 de agosto de 2009

*“Todos somos unos grandes ignorantes,  
lo que sucede es que no todos ignoramos las mismas cosas”*

Albert Einstein

Dedico este proyecto a quienes me han  
dado todo y me han hecho lo que soy,  
mi padre y mi madre,  
Santiago y Bertha

## **AGRADECIMIENTOS**

En primer lugar quiero agradecer a mi padre y a mi madre quienes me facilitaron todo lo que estuvo a su alcance durante mis años de estudio, por todo su apoyo y comprensión y el haberme motivado siempre durante el estudio y el trabajo.

Le agradezco a Cinthya Chacón por el apoyo que me ha brindado durante tantos años y al señor Alfonso Richmond por haberme fabricado el tanque.

Extiendo un agradecimiento especial a Fabio Mora Garita por sus ideas y aportes a este proyecto y especialmente por su colaboración en el diseño y construcción del transmisor. A Carlos Abarca y Olman Aguilar por la ayuda prestada durante la realización de este proyecto y el haberme impulsado a terminarlo y a todo el personal administrativo de la Escuela de Ingeniería Química.

Le expreso mis más sinceras gracias a todos mis excompañeros de carrera, especialmente a Erick Solano, Esteban Rojas, Mayobanex Castro, Alexánder Durán, Ernesto Santamaría, Aldo Mora, Manrique Solano y Paulo Chaverri, con quienes compartí horas de estudio y de trabajo.

Debo expresar mi gratitud a todos los profesores de carrera; hago un agradecimiento adicional al profesor Esteban Durán por haberme ayudado, años atrás, a obtener algunos de los equipos utilizados, y a los profesores Manuel Molina y Michael Chacón por su interés constante en la finalización del proyecto.

Expreso mis agradecimientos hacia todas aquellas personas como Guido Socher, y otros autores anónimos, a quienes no conozco personalmente pero que han optado por compartir sus conocimientos y habilidades de forma libre a través de la Internet, información que me fue de gran utilidad y que no podría dejar sin mencionar. En este mismo sentido agradezco a todos los colaboradores de proyectos como WinAVR y el conjunto de utilidades que lo acompañan, los cuales me facilitaron enormemente el trabajo de programación del microcontrolador.

A todos y cada una de las personas que de una u otra forma colaboraron con el presente proyecto y que he olvidado mencionar, muchas gracias.

## RESUMEN

El presente proyecto tiene por objetivo el diseñar y construir una interfaz de control para utilizar en prácticas, que complementen la temática desarrollada en el curso “Control e instrumentación de procesos” impartido por la Escuela de Ingeniería Química de la Universidad de Costa Rica.

El equipo consta de un tanque de 12 dm<sup>3</sup> (12 litros) con una bomba centrífuga que permite, además de la descarga del agua, la recirculación con el fin de mantener el líquido agitado y la temperatura homogénea. Tres sensores de flujo miden los dos flujos de entrada y el flujo de salida con que cuenta el tanque, un sensor de presión se utiliza para la determinación del nivel, y un termotransistor para la medición de la temperatura. La temperatura, el nivel y el flujo se controlan por medio de dos válvulas de solenoide proporcionales, una que manipula el flujo de salida y la otra uno de los dos flujos de entrada. El calentamiento del agua puede realizarse con un calentador de inmersión dentro del mismo tanque a una potencia fija o en un tanque externo.

El control automático es realizado por un computador personal corriendo bajo el sistema operativo MS Windows XP. Con el propósito de permitir la comunicación entre la instrumentación y el computador se ha desarrollado un conjunto transmisor – acondicionadores de señales, estando el transmisor basado en un microcontrolador Atmel ATmega16, y el acondicionamiento de las señales en amplificadores operacionales LM324 y transistores de mediana potencia. La interfaz requirió la creación de un programa en lenguaje C, para la operación del transmisor, y de un programa más extenso en lenguaje Visual Basic 6.0, para el cálculo de las salidas del controlador, registro de datos y manipulación por parte del usuario.

Cada componente del equipo se ha probado individualmente y el funcionamiento en general es aceptable. El mayor inconveniente lo presentan las válvulas proporcionales de solenoide, las cuales se traban, especialmente cuando se realizan cambios rápidos en la salida del controlador hacia valores extremos, quedando, ya sea, abiertas o cerradas durante el tiempo en que la señal no vuelva a cambiar en una magnitud suficiente.

Se determina que las vibraciones en el soporte del equipo son medidas como ruido por el sensor de nivel, lo que presenta problemas de estabilidad en el sistema si no se filtra correctamente. A falta de un filtro analógico, se aplica un filtro digital a la señal y se utiliza un intervalo de control mayor al intervalo de muestreo, obteniéndose una mejora visible en los resultados.

Finalmente, se modela un lazo de control de nivel y un lazo de control de temperatura y se realiza una simulación con el programa Simulink, obteniéndose resultados congruentes. Las desviaciones apreciadas entre los resultados experimentales y los datos obtenidos por simulación se atribuyen principalmente al problema de trabado de las válvulas.

Se concluye que la interfaz es satisfactoria para el uso en prácticas de control automático de lazos simples de nivel, temperatura y flujo. Se recomienda el reemplazo de las válvulas actuales o la inspección y mantenimiento de las mismas para corregir el defecto del trabamiento; así mismo, se considera recomendable la instalación de un filtro analógico en la señal del sensor de nivel antes de la conversión Analógico-a-Digital.

# ÍNDICE GENERAL

	Página
Tribunal examinador .....	i
Epígrafe .....	ii
Dedicatoria .....	iii
Agradecimientos .....	iv
RESUMEN .....	v
INTRODUCCIÓN .....	1
CAPÍTULO 1 EL CONTROL AUTOMÁTICO DE PROCESOS .....	3
1.1 Breve historia del control automático .....	3
1.2 Sistemas de control .....	6
1.2.1 Estrategias de control automático .....	7
1.2.2 Diseño de los sistemas de control .....	12
1.3 Modelado de procesos .....	13
1.3.1 Respuesta a entradas típicas .....	14
1.3.2 Linealización de modelos no-lineales .....	17
1.4 Simulación Numérica de los Procesos Controlados .....	20
CAPÍTULO 2 COMPONENTES DE LOS SISTEMAS DE CONTROL AUTOMÁTICO .....	21
2.1 Sensores y transductores .....	21
2.1.1 Medición de temperatura .....	24
2.1.2 Medición del desplazamiento .....	25
2.1.3 Medición de presión .....	26
2.1.4 Medición de flujo .....	26
2.1.5 Medición de nivel .....	27
2.1.6 Amplificación de señales .....	28
2.2 Controladores .....	31
2.2.1 Acciones de los controladores .....	31
2.2.2 Controladores digitales .....	38
2.3 Actuadores y elementos finales de control .....	43
2.3.1 Actuadores eléctricos .....	43
2.3.2 Actuadores neumáticos / hidráulicos .....	44

	Página
2.3.3 Elementos finales de control .....	46
2.4 Transmisores.....	49
2.4.1 Transmisión neumática.....	49
2.4.2 Transmisión electrónica .....	49
2.4.3 Transmisión digital.....	50
CAPÍTULO 3 DISEÑO DEL EQUIPO, SISTEMA FÍSICO .....	52
3.1 Variables a controlar.....	52
3.2 Diseño del transmisor .....	59
3.2.1 Circuito de programación.....	62
3.2.2 Circuito de comunicación.....	63
3.2.3 Conversión analógico-a-digital .....	64
3.2.4 Conversión digital-a-analógica.....	66
3.3 Acondicionamiento de señales .....	67
3.3.1 Sensor de temperatura .....	68
3.3.2 Transmisor de nivel de líquido.....	70
3.3.3 Amplificador de potencia .....	72
CAPÍTULO 4 DISEÑO DEL PROGRAMA DE CONTROL (SOFTWARE) .....	74
4.1 Elección del lenguaje de programación .....	74
4.1.1 Programación del código del equipo transmisor .....	76
4.1.2 Programación de la interfaz de usuario .....	76
4.2 Algoritmos de operación del programa .....	77
4.2.1 Programa del transmisor.....	77
4.2.2 El algoritmo de control PID .....	83
4.2.3 Programa de la interfaz de usuario .....	87
CAPÍTULO 5 ANÁLISIS DEL FUNCIONAMIENTO DEL EQUIPO .....	92
5.1 Operación de los distintos componentes.....	92
5.1.1 Filtrado digital del ruido en las señales .....	95
5.2 Selección del intervalo de muestreo .....	97
5.3 Comportamiento del lazo de control de nivel.....	99
5.3.1 Modelado del lazo de nivel .....	99
5.3.2 Simulación numérica.....	102
5.4 Comportamiento del lazo de temperatura.....	107



	Página
5.4.1 Modelado del lazo de temperatura .....	107
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	111
NOMENCLATURA.....	114
BIBLIOGRAFÍA .....	118
APÉNDICE .....	121
A DATOS EXPERIMENTALES.....	122
B RESULTADOS INTERMEDIOS .....	129
C MUESTRA DE CÁLCULOS .....	132
D MODELADO DEL SISTEMA.....	141
E DIAGRAMAS Y PLACAS DE CIRCUITO ELÉCTRICOS .....	145
F PROCEDIMIENTO PARA PRÁCTICAS.....	155

## ÍNDICE DE FIGURAS

	Página
Figura 1.1 Croquis de la incubadora de Drebbel para empollar huevos de gallina.....	4
Figura 1.2 Croquis de la máquina de vapor de Watt.....	5
Figura 1.3 Principio de caja negra .....	7
Figura 1.4 Diagrama de bloques de un sistema de control retroalimentado .....	8
Figura 1.5 Diagrama de bloques de un sistema de lazo abierto .....	9
Figura 1.6 Diagrama de bloques de un sistema de control adelantado .....	9
Figura 1.7 Diagrama de bloques de un sistema de control en cascada .....	10
Figura 1.8 Control de razón en un sistema de mezclado .....	11
Figura 1.9 Funciones de entrada típicas: a) escalón unitario, b) impulso, c) rampa, d) senoidal.....	15
Figura 1.10 Curva de reacción de un proceso de primer orden con tiempo muerto a una entrada de escalón.....	17
Figura 2.1 Señal de dos sensores de presión, a) sensor lineal, b) sensor no-lineal .....	23
Figura 2.2 Símbolo básico de un amplificador operacional.....	28
Figura 2.3 Algunas aplicaciones del amplificador operacional, (a) inversor, (b) no-inversor, (c) restador, (d) seguidor de voltaje.....	29
Figura 2.4 Señales en un sistema de control de dos posiciones .....	32
Figura 2.5 Sistema de control digital .....	39
Figura 2.6 Controlador digital de tipo “analógico” .....	39
Figura 2.7 Conversión Analógica-a-Digital.....	40
Figura 2.8 Conversión Digital-a-Analógica.....	41
Figura 2.9 Cilindro neumático/hidráulico de doble acción y doble eje .....	45
Figura 2.10 Esquema de la estructura de una válvula de obturador con actuador neumático, tipo normalmente abierta .....	46
Figura 2.11 Características inherentes de válvulas .....	47
Figura 3.1 Esquema de control de nivel de líquido en un tanque .....	53
Figura 3.2 Diagrama de instrumentación del equipo para prácticas de control de nivel, temperatura y flujo .....	55
Figura 3.3 Diagrama del equipo para prácticas de control de nivel, temperatura y flujo .....	56

	Página
Figura 3.4	Diagrama de control retroalimentado de flujo de agua de entrada y de salida..... 57
Figura 3.5	Diagrama de control retroalimentado del nivel de agua en el tanque, manipulando el flujo de salida..... 57
Figura 3.6	Diagrama de control retroalimentado del nivel de agua en el tanque, manipulando el flujo de entrada ..... 58
Figura 3.7	Diagrama de control adelantado del nivel de agua en el tanque, manipulando el flujo de salida, sin retroalimentación..... 58
Figura 3.8	Diagrama de control retroalimentado de temperatura de agua en el tanque, manipulando uno de los flujos de entrada ..... 59
Figura 3.9	Distribución de terminales de un ATmega16-P..... 61
Figura 3.10	Distribución de conexiones del transmisor BERSAN-avr..... 61
Figura 3.11	Diagrama esquemático del circuito programador paralelo de acceso directo al AVR (DAPA) ..... 62
Figura 3.12	Diagrama esquemático del circuito de comunicación en serie ..... 64
Figura 3.13	Circuito de protección contra voltajes inaceptables en las entradas analógicas ..... 65
Figura 3.14	Señales por modulación por ancho de pulso, PWM..... 67
Figura 3.15	Montaje del sensor de temperatura utilizando un transistor de encapsulado TO-92 ..... 68
Figura 3.16	Diagrama del circuito acondicionador del termómetro electrónico ..... 69
Figura 3.17	Diagrama del circuito acondicionador para la medición de nivel de líquido ..... 71
Figura 3.18	Circuito de amplificación de potencia de las señales de salida ..... 72
Figura 4.1	Diagrama del formato de la franja de datos..... 79
Figura 4.2	Algoritmo básico del equipo transmisor..... 80
Figura 4.3	Algoritmo tras interrupción por conversión A/D completa..... 82
Figura 4.4	Formulario principal del programa BERSAN-pc (frmMain) ..... 88
Figura 4.5	Algoritmo de inicialización del programa BERSAN-pc ..... 88
Figura 4.6	Promediado de señales ..... 89
Figura 4.7	Algoritmo de control básico del programa BERSAN-pc ..... 90
Figura 4.8	Formulario lazo de control retroalimentado (frmControlRetro)..... 91
Figura 5.1	Curva de calibración del sensor de nivel de líquido a 24 °C ..... 92
Figura 5.2	Curva de calibración del sensor de temperatura ..... 93
Figura 5.3	Curvas de calibración de los sensores de flujo a 24 °C ..... 94

	Página
Figura 5.4 Señal muestreada del sensor de nivel sin filtrado, $\Delta t_s = 1000$ ms .....	96
Figura 5.5 Señal muestreada del sensor de nivel con filtro ponderado $\alpha = 0,95, f_c = 15$ y $\Delta t_s = 1000$ ms .....	96
Figura 5.6 Diagrama de control retroalimentado de nivel de agua en el tanque.....	99
Figura 5.7 Diagrama de bloques del lazo de control de nivel.....	100
Figura 5.8 Curva de calibración del nivel de líquido alcanzado en el tanque frente al volumen del líquido ocupado .....	101
Figura 5.9 Curva de reacción de la válvula PSV de salida .....	102
Figura 5.10 Diagrama de bloques para la simulación del lazo de control retroalimentado de nivel .....	103
Figura 5.11 Diagrama de bloques del proceso bajo control (nivel de líquido).....	103
Figura 5.12 Diagrama de bloques para la simulación del transmisor de nivel y el filtro.....	104
Figura 5.13 Diagrama de bloques para la simulación del controlador (PID velocidad).....	104
Figura 5.14 Comparación de la respuesta experimental en lazo cerrado a una entrada escalón en el punto de consigna del nivel de agua frente a la respuesta simulada.....	106
Figura 5.15 Comparación de la salida del controlador experimental frente a la salida del controlador simulado para el lazo de control de nivel.....	106
Figura 5.16 Comparación de la variable manipulada experimental frente a la variable manipulada simulada para el lazo de control de nivel.....	107
Figura 5.17 Diagrama de control retroalimentado de temperatura de agua en el tanque, manipulando uno de los flujos de entrada .....	108
Figura 5.18 Curva de reacción del lazo de control de temperatura y resultado simulado .....	110

## ÍNDICE DE CUADROS

	Página
Cuadro 3.1 Descripción de los equipos e instrumentos utilizados .....	55
Cuadro 3.2 Valores de ajuste estimados del acondicionador de temperatura para la medición en el intervalo de 0 a 50 °C.....	70
Cuadro 4.1 Valores calculados del registro del <i>baud rate</i> del USART y error porcentual, para comunicación asíncrona a 12 MHz, velocidad normal y doble velocidad .....	78
Cuadro 4.2 Conjunto de instrucciones admitidas por el transmisor BERSAN-avr.....	81
Cuadro 5.1 Parámetros de calibración de los distintos sensores .....	94
Cuadro 5.2 Intervalos de muestreo típicos para distintos procesos.....	98
Cuadro 5.3 Parámetros de caracterización del sistema de control de nivel.....	102
Cuadro 5.4 Condiciones iniciales del lazo de control de nivel.....	105
Cuadro 5.5 Parámetros de sintonización del controlador.....	105
Cuadro 5.6 Parámetros adicionales para la simulación numérica del lazo de nivel.....	105
Cuadro 5.7 Condiciones iniciales del lazo de temperatura .....	109
Cuadro 5.8 Condiciones del escalón introducido a los 25 minutos de iniciada la corrida .....	109
Cuadro 5.9 Parámetros de caracterización del sistema de control de temperatura.....	110



# INTRODUCCIÓN

El curso “Control e Instrumentación de Procesos” impartido por la Escuela de Ingeniería Química es un curso por tradición con un alto contenido teórico y bases matemáticas complejas, que dispersan la atención en un alto grado del objetivo del curso. Con la construcción de la interfaz se pueden realizar diversas prácticas que complementan de manera basta el contenido del curso, ya que este permitiría desarrollar modelos matemáticos del proceso, diseñar lazos simples de control, aplicar la teoría de la estabilidad e implementar lazos de control complejo.

Este proyecto pretende darle al estudiante las herramientas necesarias para complementar la teoría del curso, además de enfrentarlo a la realidad nacional en el campo del control automático. El objetivo seguido durante el desarrollo del proyecto es el diseñar y construir una interfaz de control para utilizar en prácticas, que complementen la temática desarrollada en el curso “Control e instrumentación de procesos”.

Para alcanzar esta meta se selecciona la instrumentación requerida con base a diversos criterios, estableciéndose los valores nominales de las tres variables por controlar (nivel, temperatura y flujo). También se diseña la interfaz física de control, se ensambla el equipo de laboratorio, se elabora un programa de computadora para la adquisición de datos y control, y se realizan corridas experimentales para comprobar el funcionamiento del equipo. Finalmente se logra diseñar una práctica de laboratorio para ser utilizada como complemento en el curso “Control e instrumentación de procesos”.

El marco de soporte del equipo posee las dimensiones adecuadas para su acoplamiento con el “Banco Hidráulico HM-150 Gunt”, módulo básico utilizado en las prácticas de caída de presión en tuberías y de bombas centrífugas, lo que permite crear un circuito cerrado para la recirculación del agua. El equipo finalmente queda disponible en el laboratorio de Ingeniería Química de la Universidad de Costa Rica.

El presente texto se encuentra dividido en cinco capítulos, los dos primeros corresponden a una introducción teórica del tema que concierne a la presente investigación y los tres siguientes al desarrollo del equipo y la interfaz. Por último, en los apéndices se encuentran detallados todos los diagramas eléctricos de los circuitos desarrollados y el procedimiento propuesto; el código fuente de los programas puede consultarse en el medio digital adjunto a este documento.

En el primer capítulo se presenta una visión general del control automático de procesos, iniciando con un poco de historia del mismo, pasando a explicar algunas de las estrategias de control más comunes y, finalmente, haciendo un breve repaso del modelado y simulación de procesos controlados.

En el segundo capítulo se abarcan los componentes de los sistemas de control, explicándose algunos de los tipos de sensores y transductores más comunes, quedando por fuera muchos otros no menos importantes pero que no se relacionan directamente con este proyecto. Es en este mismo capítulo que se detalla el algoritmo de control PID tan ampliamente utilizado en la actualidad y de gran relevancia en el curso “Control e instrumentación de procesos”, y se hace además una corta descripción de algunos sistemas de control digital, así como de elementos finales de control y transmisores.

El tercer capítulo cubre el diseño del equipo físico, se detallan las características del sistema y se proponen algunos lazos de control. Se concreta el acondicionamiento de las señales, y la construcción del transmisor que funciona como interfaz entre los sensores y actuadores con el computador personal que cumple la función de controlador.

Seguidamente, en el cuarto capítulo, se abarca el diseño del programa de control (software) o sea, del controlador digital. Se aclara que el software consta tanto del software utilizado por el transmisor como el del computador personal, pues la comunicación entre ambos sistemas es esencial para el control del proceso.

Finalmente, el quinto capítulo presenta el análisis del funcionamiento del equipo y la comparación de los resultados de la simulación de un lazo de control frente a resultados experimentales obtenidos con el equipo.

Se espera que con este proyecto se sienten las bases para un laboratorio de prácticas de control automático, así como extender la recolección de datos hacia sistemas digitales en otras prácticas de laboratorio, debido a las amplias ventajas que ofrece.

# Capítulo 1

## El control automático de procesos

Los procesos industriales no son procesos en estado estable, sino que son dinámicos por naturaleza, los cambios ocurren constantemente y si no se realizan las acciones correctivas apropiadas, las variables importantes del proceso, especialmente aquellas relacionadas con la seguridad, pueden desviarse de los valores de diseño. El control automático pretende mantener las variables de proceso, temperatura, presión, flujos, composiciones y demás en un valor de operación óptimo (Smith & Corripio, 1997).

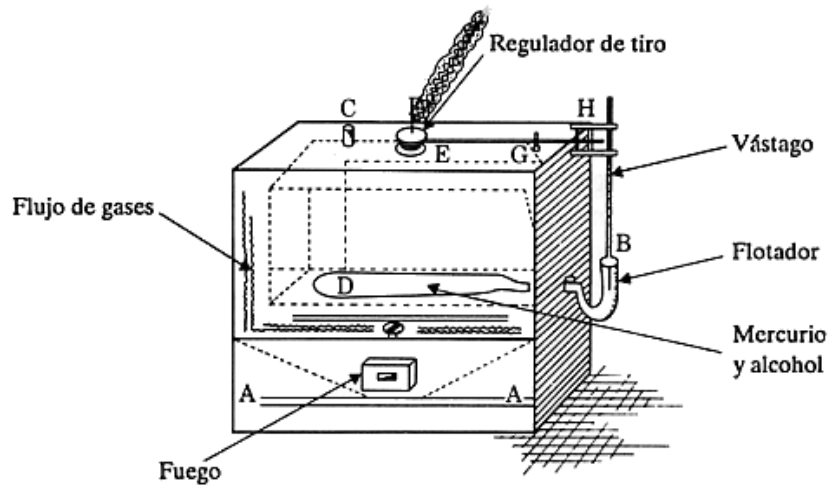
El control automático desempeña una función vital en el avance de la ingeniería y la ciencia, y es parte importante e integral de los procesos modernos industriales y de manufactura. En la actualidad los lazos de control son un elemento esencial para la manufactura económica y próspera de casi cualquier producto, con un enfoque hacia la calidad y constancia en la producción, mejorar el rendimiento y la seguridad, reducción del desperdicio y de energía consumida, además de reducir el trabajo rutinario y aburrido de los operadores (Healey, 1967; Ogata, 1998).

### 1.1 Breve historia del control automático

Uno de los primeros trabajos sobre control de mecanismos, desde la antigüedad, es el control de la razón de flujo para regular un reloj de agua, el cual se reduce al control de nivel del fluido, ya que un pequeño orificio produce un flujo constante cuando la presión es constante. El mecanismo inventado en la antigüedad para controlar el nivel de un líquido, y todavía existente hoy día, es la válvula flotante semejante a la del depósito de agua de un inodoro convencional. El flotador está hecho de tal manera que, cuando el nivel baja, el caudal hacia el depósito aumenta y cuando el nivel sube, el caudal disminuye y si es necesario se corta (Franklin, Powell, & Emami-Naeini, 1991).



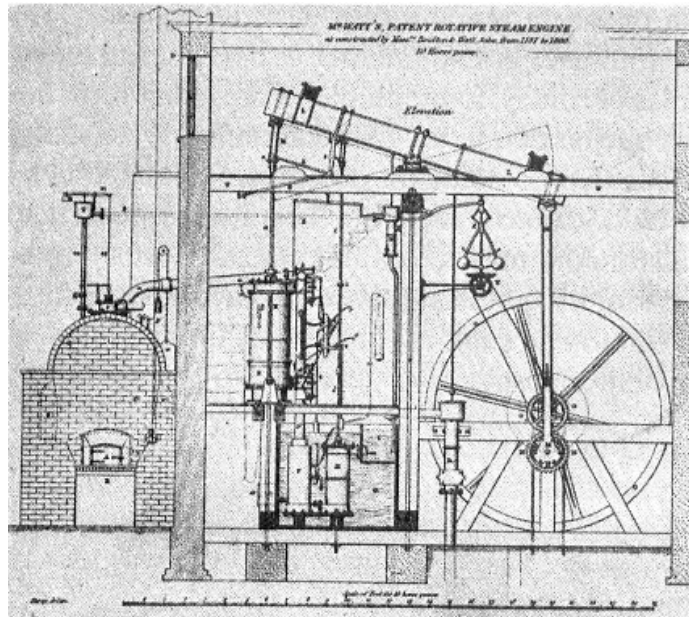
Un caso más moderno de retroalimentación es el control de temperatura de un horno para calentar una incubadora, sistema que fue diseñado por Drebbel hacia 1620. En la Figura 1.1 se muestra un croquis de este sistema. El horno consta de una caja que contiene el fuego, con un tubo en la parte superior provisto de un controlador de tiro. Dentro de la cámara de combustión está la incubadora de paredes dobles y el hueco que queda entre las paredes se llena con agua. El sensor de temperatura es un recipiente de vidrio lleno de alcohol y mercurio colocado en la cámara de agua entre paredes en torno a la incubadora.



**Figura 1.1** Croquis de la incubadora de Drebbel para empollar huevos de gallina (Franklin *et al.*, 1991, p. 5)

A medida que el fuego calienta la caja y el agua, el alcohol se dilata y el vástago con flotador se desplaza hacia arriba, bajando el controlador de tiro sobre la boca del tubo. Si la caja está demasiado fría, el alcohol se contrae, el controlador de tiro se abre y el fuego arde más fuertemente. La temperatura deseada se establece por la longitud del vástago con flotador, que determina la apertura del controlador de tiro para una dilatación específica del alcohol.

En la búsqueda de un medio para controlar la velocidad de rotación de un eje, problema famoso en las crónicas del control automático, como el deseo de controlar automáticamente la velocidad de la piedra de molienda de un molino de viento harinero, de varios métodos intentados, el más prometedor resultó ser el que usaba un péndulo cónico, o controlador de bola flotante. Para medir la velocidad del molino de viento, sus aspas se hacen girar con cuerdas y poleas, para mantener una velocidad fija. Pero fue su adaptación a la máquina de vapor en los laboratorios de James Watt, alrededor de 1788, la que hizo famoso al controlador de bola flotante. La Figura 1.2 muestra un dibujo del diseño de la firma Boulton y Watt de 1788 (Franklin *et al.*, 1991).



**Figura 1.2** Croquis de la máquina de vapor de Watt.  
(Franklin *et al.*, 1991, p. 7)

Watt determina que una persona controlando la apertura y cierre de las válvulas de vapor no es la mejor manera de mantener la velocidad de su máquina de vapor constante, entonces utiliza el movimiento ascendente de bolas rotatorias como un monitor de velocidad, apagando automáticamente el vapor conforme la velocidad tiende a aumentar y viceversa (Healey, 1967; Ogata, 1998). Watt al ser un hombre práctico no se ocupa de análisis teóricos del controlador; el primer estudio sistemático de la estabilidad del control retroalimentado lo realiza J. C. Maxwell (1868) en su trabajo “On Governors”. En este trabajo, Maxwell desarrolla las ecuaciones diferenciales del controlador, linealizándolas en torno al equilibrio, y establece que la estabilidad depende de las raíces de una ecuación característica que tenga partes reales negativas. Maxwell intenta derivar las condiciones de los coeficientes de un polinomio, que se cumple si todas las raíces tienen una parte real negativa; lo consigue solamente para los casos de segundo y tercer orden.

Con la introducción de los amplificadores electrónicos, las llamadas a larga distancia llegan a ser posibles en las décadas siguientes a la Primera Guerra Mundial; sin embargo, conforme la distancia aumenta, aumenta también la pérdida de energía eléctrica, requiriéndose más y más amplificadores para reemplazar las pérdidas. Con tantos amplificadores se produce mucha distorsión ya que las pequeñas no linealidades de los tubos al vacío se multiplican una y otra vez; como solución a este problema, en 1927 en los laboratorios de la Bell Telephone H. S. Black propone el amplificador retroalimentado electrónico (Franklin *et al.*, 1991).

Simultáneamente al desarrollo del amplificador retroalimentado, el control retroalimentado de procesos industriales empieza a ser la norma. En este campo, caracterizado por procesos que no solamente son muy complejos sino también no lineales y sujetos a retrasos de tiempo relativamente largos entre actuador y sensor, se desarrolla la práctica del control proporcional, mas integral, mas diferencial, el controlador PID descrito por Callender, Hartree y Porter (1936). Esta tecnología, basada en un amplio trabajo experimental y aproximaciones linealizadas simples al sistema dinámico, lleva a experimentos estándar apropiados para la aplicación en el campo y finalmente a una satisfactoria “sintonía” de los coeficientes del controlador PID.

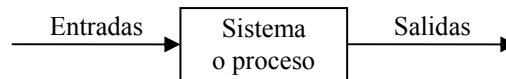
Conforme las plantas modernas con muchas entradas y salidas se vuelven más y más complejas, la descripción de un sistema de control moderno requiere de una gran cantidad de ecuaciones. La teoría de control clásica, que trata de los sistemas con una entrada y una salida, pierde su solidez ante sistemas con entradas y salidas múltiples. Desde alrededor de 1960, debido a que la disponibilidad de las computadoras digitales hace posible el análisis en el dominio del tiempo de sistemas complejos, la teoría de control moderna, basada en el análisis en el dominio del tiempo y la síntesis a partir de variables de estados, se logra desarrollar para enfrentar la creciente complejidad de las plantas modernas y los requerimientos limitativos respecto de la precisión, el peso y el costo en aplicaciones industriales. Ahora que las computadoras digitales son más baratas y más compactas, se usan como parte integral de los sistemas de control. Las aplicaciones recientes de la teoría de control moderna incluyen sistemas ajenos a la ingeniería, como los biológicos, biomédicos, económicos y socioeconómicos. En los años 1980, los descubrimientos en la teoría de control moderna se centran en el control robusto y temas asociados (Ogata, 1998).

La década de los 1990 introduce el concepto de sistemas de control inteligentes, donde una máquina es capaz de lograr un objetivo bajo condiciones de incertidumbre. El control inteligente se basa mucho en el campo de la inteligencia artificial. Se desarrollan las redes neurales artificiales, que se componen de elementos de cómputo simples que operan en paralelo como un intento de emular sus contrapartes biológicas. Así mismo, los controladores de lógica difusa ofrecen control robusto sin la necesidad de un modelo de la dinámica del sistema (Burns, 2001).

## 1.2 Sistemas de control

Un sistema o proceso está formado por un conjunto de elementos relacionados entre sí, que producen señales de salida en función de señales de entrada. Las variables que afectan un proceso se clasifican en *entradas*, que denota el efecto de los alrededores sobre el proceso, y *salidas*, que denota el efecto del proceso sobre los alrededores. Para caracterizar el sistema sólo se requiere

conocer la relación que existe entre la entrada y la salida del proceso, no es necesario conocer el funcionamiento interno o cómo actúan los diversos elementos, que es el principio conocido como de caja negra (Figura 1.3) (Gomáriz, Biel, Matas, y Reyes, 1999; Molina, 1998).



**Figura 1.3** Principio de caja negra.  
(Gomáriz *et al.*, 1999, p. 15)

Las entradas pueden clasificarse en *variables manipuladas*, si sus valores pueden ajustarse libremente por el ser humano o un sistema automático, y *variables de disturbio*, si sus valores no se controlan del todo. Las salidas se pueden clasificar a su vez en *variables medibles*, si sus valores se conocen por medición directa, y *variables no medibles*, cuyo valor no se puede medir en forma directa (Molina, 1998).

Un sistema de control es un ordenamiento de componentes físicos unidos o relacionados de tal manera que regulan al mismo sistema o a otro mediante una acción de control. Los sistemas de control emplean frecuentemente componentes de distintos tipos, por ejemplo, componentes mecánicos, eléctricos, hidráulicos, neumáticos y combinaciones de estos (DiStefano, Stubberud, y Williams, 1992; Gomáriz *et al.*, 1999; Harrison y Bollinger, 1976).

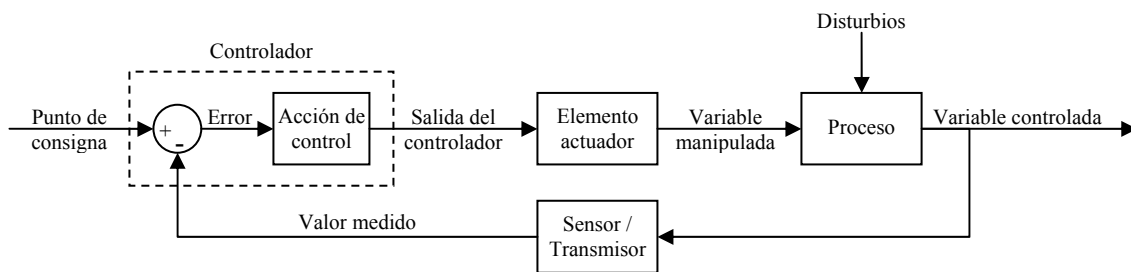
Los elementos principales de un lazo de control son el elemento de *medición* (sensor / transmisor), el elemento de *decisión* (controlador) y el elemento de *acción* (actuador / elemento final). Todo lazo de control debe contar con estos tres elementos para poder llevar a cabo la función de control. Un sistema bien diseñado realiza la función de control con mayor velocidad y precisión que el ser humano. En ciertos procesos, los disturbios hacen que la variable controlada se desvíe del punto de consigna o *Set Point*, que es el valor deseado para la variable controlada. Los sistemas diseñados para compensar estos disturbios ejercen *control regulatorio*. En otros casos, el disturbio más importante es el punto de consigna mismo, entonces la variable controlada debe seguirlo; los sistemas diseñados para este propósito ejercen lo que se llama *servo control* (Smith & Corripio, 1997).

### 1.2.1 Estrategias de control automático

Los problemas de control se resuelven generalmente con un solo controlador, pero también existen distintos esquemas de control que combinan controladores y otros componentes como filtros, selectores y demás. Distintas estrategias de control automático se explican a continuación.

### Control retroalimentado

En un sistema de control retroalimentado la variable controlada se mide por un sensor, se transmite hacia el controlador, y se compara con el valor de referencia o *punto de consigna*, la diferencia entre ambas variables, conocida como el *error*, se utiliza para modificar la *variable manipulada*, tendiendo a reducir la diferencia, y este proceso se repite continuamente. En otras palabras, la entrada del controlador es afectada por la salida del proceso; es decir, la información se retroalimenta para influir en la variable controlada (Franklin *et al.*, 1991; Warwick, 1996). El principio se ilustra en la Figura 1.4.



**Figura 1.4** Diagrama de bloques de un sistema de control retroalimentado. (Adaptado de Altmann, 2005, p. 2)

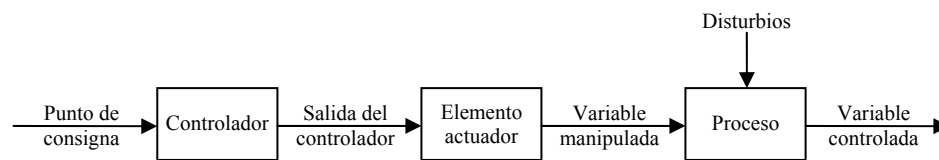
Este sistema de control posee la ventaja de ser una técnica muy simple para compensar todos los disturbios; cualquier disturbio que aleje a la variable controlada del punto de consigna hace que el controlador cambie su salida para regresarla al mismo. No importa el tipo de disturbio, el controlador no requiere gran información del proceso, solamente requiere saber en qué dirección moverse.

Esta es la estrategia de control más común; no obstante, en algunos procesos no provee el rendimiento requerido. La desventaja principal de este tipo de control radica en que solamente puede compensar un disturbio después de que la variable controlada se ha desviado de su punto de consigna. Esto significa que el disturbio se debe propagar a través de todo el proceso antes de que el esquema de control retroalimentado pueda iniciar una acción para compensarlo; en procesos que responden lentamente, un pequeño disturbio puede causar un error prolongado (Smith & Corripio, 1997).

Los sistemas de control retroalimentados se denominan también sistemas de control en *lazo cerrado*. En la práctica, los términos control retroalimentado y control en lazo cerrado se usan indistintamente. El término control en lazo cerrado siempre implica el uso de una acción de control retroalimentado para reducir el error del sistema (Ogata, 1998).

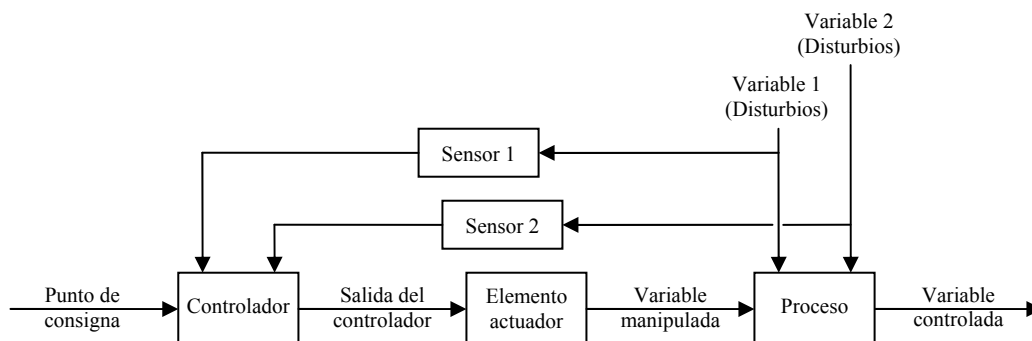
**Control adelantado**

Los sistemas en los cuales la salida del proceso no afecta la acción de control se denominan sistemas de control en *lazo abierto*. En otras palabras, en un sistema de control en lazo abierto no se mide la salida ni se retroalimenta para compararla con una referencia, por lo que el controlador trabaja independientemente de la salida del proceso. Ante un valor de entrada se espera una respuesta dada del sistema, por ello al control en lazo abierto también se le llama control adelantado (Ogata, 1998; Žak, 2003). La Figura 1.5 muestra el diagrama de bloques de sistema de control en lazo abierto típico.



**Figura 1.5** Diagrama de bloques de un sistema de lazo abierto. (Adaptado de Creus, 2001, p. 544)

A diferencia del control retroalimentado, que elimina los efectos de los disturbios en el proceso luego de presentarse una desviación de la variable controlada, con el control adelantado se pueden medir directamente los disturbios y compensarlos antes que éstos influyeran en el proceso, minimizando así la desviación de la variable controlada respecto al punto de consigna. La Figura 1.6 representa un sistema de este tipo, nótese que la salida del proceso no influye en la acción del controlador. En cualquier sistema de control en lazo abierto, al no compararse la salida con la entrada de referencia, a cada entrada de referencia o disturbio le corresponde una condición operativa fija; por lo que la precisión del sistema depende enteramente de la calibración (Åström & Hägglund, 1995; Ogata, 1998; Smith & Corripio, 1997; Warwick, 1996).

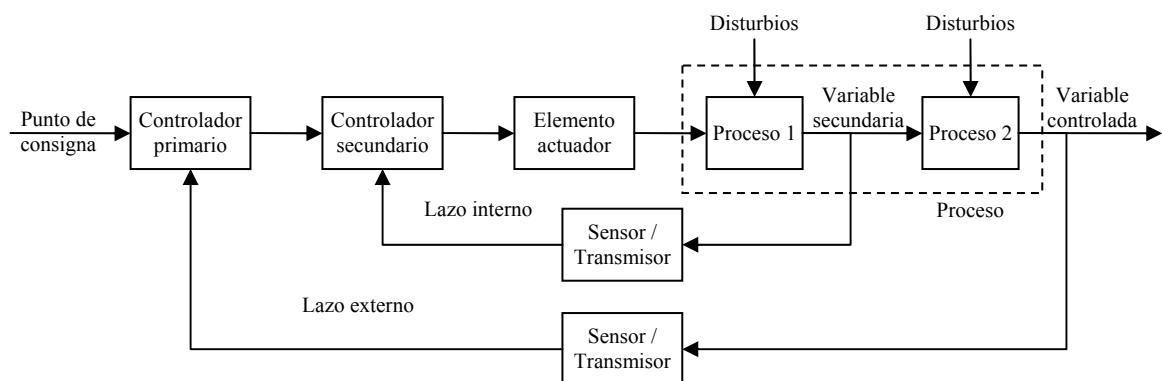


**Figura 1.6** Diagrama de bloques de un sistema de control adelantado. (Adaptado de Altmann, 2005, p. 14)

Si bien esta estrategia de control, a diferencia del control retroalimentado, pretende modificar las variables manipulables antes de que se presenten las desviaciones en la salida, el control adelantado sólo compensa los disturbios “esperados”, o sea que los disturbios que se puedan presentar son conocidos y, más importante aún, son medibles, por lo que el sistema se diseña para compensar estos disturbios. Si otro disturbio, no contemplado, entra al proceso esta estrategia no lo compensa, resultando en una desviación permanente de la variable controlada respecto al punto de consigna. Para prevenir esta desviación conviene utilizar cierta compensación por retroalimentación (Smith & Corripio, 1997). Debido a su simplicidad y economía, los sistemas de control adelantados se utilizan principalmente en aplicaciones no-críticas (Kuo, 1996).

### Control en cascada

El control retroalimentado es la estrategia de control más utilizada debido a su simpleza; sin embargo, cuando los requerimientos del proceso se intensifican y en procesos con dinámicas lentas, con muchas o frecuentes desviaciones, el rendimiento provisto por el control retroalimentado se vuelve en ocasiones inaceptable. El control en cascada mejora, en ocasiones significativamente, el rendimiento proporcionado por el control retroalimentado al medir una variable intermedia que responde más rápidamente a la señal de control que la variable de interés. Esta estrategia consiste en anidar varios lazos de control en los que se miden varias variables y manipula una sola. La Figura 1.7 muestra un sistema con dos lazos anidados, en este aparecen dos sensores, dos transmisores, dos controladores y un elemento actuador. Esto resulta en dos lazos de control: el lazo de control interno llamado *lazo secundario* y el lazo de control externo llamado *lazo primario*, nombrados así porque el lazo externo controla la señal de la variable de interés principal (Åström & Hägglund, 1995; Smith & Corripio, 1997).



**Figura 1.7** Diagrama de bloques de un sistema de control en cascada. (Adaptado de Åström & Hägglund, 1995, p. 208)

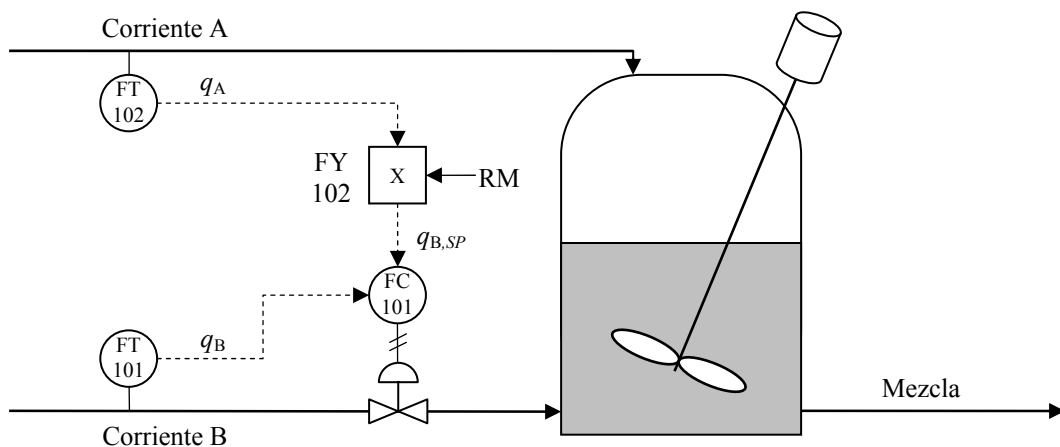
La característica básica de este esquema de control es que el controlador primario (externo), en vez de enviar una señal a un elemento actuador, fija el punto de consigna del controlador secundario (interno) que controla a la variable secundaria, con ello la variable controlada principal se mantiene en el punto de consigna (Smith & Corripio, 1997).

**Control de razón**

Una técnica de control comúnmente utilizada en el control de procesos es el control de razón. Con el control de razón, también llamado control de proporción, una variable se manipula para mantenerla como una razón o proporción de otra variable, mejorando así las características dinámicas del sistema (Smith & Corripio, 1997). La Figura 1.8 muestra un ejemplo del uso de un esquema de control de razón en un proceso de mezclado, donde se tienen dos corrientes líquidas, A y B, y se debe mantener una proporción dada por la razón

$$RM = \frac{q_B}{q_A} \tag{1.2.1}$$

para la cual  $q_A$  se refiere al flujo de la corriente A y  $q_B$  al flujo de la corriente B. En el diagrama mostrado, el flujo de la corriente A, que puede variar debido a disturbios, se mide a través del sensor FT-102. El valor medido se multiplica por la proporción de mezcla establecida RM, la cual se introduce como un parámetro en el multiplicador FY-102. La salida del multiplicador se usa entonces como punto de consigna del controlador FC-101 que controla el flujo de la corriente B (Smith & Corripio, 1997).



**Figura 1.8** Control de razón en un sistema de mezclado. (Smith & Corripio, 1997, p. 488)



### 1.2.2 Diseño de los sistemas de control

La teoría clásica del control está ligada a procesos que tienen una entrada y una salida y cuyo análisis se realiza en los marcos del tiempo y la frecuencia, el diseño se realiza para satisfacer un ámbito de tolerancia con el fin de garantizar estabilidad y tiempos de respuesta adecuados. La teoría del control moderno está ligada a procesos con varias entradas y salidas, el diseño se realiza para optimizar un parámetro de comportamiento como energía, calidad, tiempo, etc. (Herra, 1985). Los pasos a seguir para el diseño de un sistema de control se enumeran a continuación:

En general:

1. Se establece el problema y se dan las especificaciones de la planta.
2. Se plantea el modelo matemático y las ecuaciones diferenciales.

En control clásico:

3. Se determina el comportamiento del sistema, empleando métodos de análisis.
4. Se realiza la comprobación del control.
5. Si no se obtiene un comportamiento deseado, se añade equipo y se realiza ajustes por prueba y error.

En control moderno:

6. Se establece el parámetro a optimizar.
7. Se diseña la estructura necesaria para optimizar el parámetro.

Los sistemas que pueden diseñarse mediante un enfoque convencional están, por lo general, limitados a una entrada y una salida, y son lineales e invariantes con el tiempo. El diseñador busca satisfacer todas las especificaciones de desempeño mediante la repetición estudiada de prueba y error. Después de diseñar un sistema, el diseñador verifica si satisface todas las especificaciones de desempeño. Si no las cumple, repite el proceso de diseño ajustando los parámetros o modificando la configuración del sistema hasta que se cumplan las especificaciones. Aunque el diseño se basa en un procedimiento de prueba y error, el ingenio y los conocimientos del diseñador cumplen una función esencial en un diseño exitoso. Un diseñador experimentado es capaz de diseñar un sistema aceptable sin realizar muchas pruebas (Herra, 1985).

Los sistemas de control actuales son, por lo general, no lineales. Sin embargo, si es posible aproximarlos mediante modelos matemáticos lineales, se pueden usar uno o más métodos de diseño bien desarrollados. Aplicando la teoría de control moderna, el diseñador puede iniciar a partir de un índice de desempeño, junto con las restricciones impuestas en el sistema, y avanzar para diseñar un sistema estable mediante un procedimiento completamente analítico. La ventaja del diseño basado

en la teoría de control moderna es que permite, al diseñador, producir un sistema de control óptimo en relación con el índice de desempeño considerado (Herra, 1985).

### 1.3 Modelado de procesos

El método fundamental para resolver un problema en ingeniería consiste en representarlo de una manera adecuada, de tal forma de lograr una sustitución del sistema real (equipo, proceso, etc.) por uno más adecuado para el tratamiento formal. Por lo general, las herramientas lógico-matemáticas brindan un marco útil para representar, mediante un sistema de símbolos y reglas, el comportamiento de los sistemas reales. Es decir, se logra construir un *modelo* del sistema, del cual se conocen sus límites y expresiones, como un resultado de un proceso de abstracción de la realidad (Scenna *et al.*, 1999).

El proceso representa una serie real de operaciones, mientras que el modelo representa una descripción matemática del proceso real. Para un proceso y un problema establecidos, se trata de establecer una serie de relaciones matemáticas, junto con las condiciones límite. Debido a la complejidad de los procesos reales y las limitaciones matemáticas, el modelo siempre es altamente idealizado. La representación conceptual de un proceso real no abarca todos los detalles del proceso, solamente se determinan algunos atributos y relaciones del sistema que son fáciles de medir y que tienen mayor influencia sobre el proceso. Por consiguiente, se debe prestar interés en el desarrollo de modelos de procesos que pueden ser fácilmente manipulados, que sirven para un elevado número de variables e interrelaciones y que tienen una cierta seguridad de representar el proceso físico real con un razonable grado de confianza (Himmelblau y Bischoff, 1976)

Desde el punto de vista de la descripción temporal de las variables que intervienen, los modelos se clasifican en continuos y discretos. Un modelo matemático (dinámico) continuo involucra la resolución de ecuaciones diferenciales; mientras un modelo matemático (dinámico) discreto involucra la resolución de ecuaciones en diferencias. Algunas veces, un mismo proceso puede incluir características combinadas, pero la implementación computacional siempre tendrá atributos discretos (Scenna *et al.*, 1999).

Según Smith y Corripio (1997) los dos modelos más comúnmente utilizados para caracterizar un proceso son el modelo de “primer orden con tiempo muerto”, ecuación (1.3.1), y el modelo de “segundo orden con tiempo muerto”, ecuación (1.3.2).

$$G(s) = \frac{K \cdot e^{-t_0 \cdot s}}{\tau \cdot s + 1} \quad (1.3.1)$$

$$G(s) = \frac{K \cdot e^{-t_0 \cdot s}}{(\tau_1 \cdot s + 1)(\tau_2 \cdot s + 1)} \quad (1.3.2)$$

donde

$K$  = ganancia en estado estable

$t_0$  = tiempo muerto efectivo del proceso

$\tau, \tau_1, \tau_2$  = constantes de tiempo efectivas del proceso

Los modelos anteriores se han mostrado en el espacio de transformadas de Laplace.

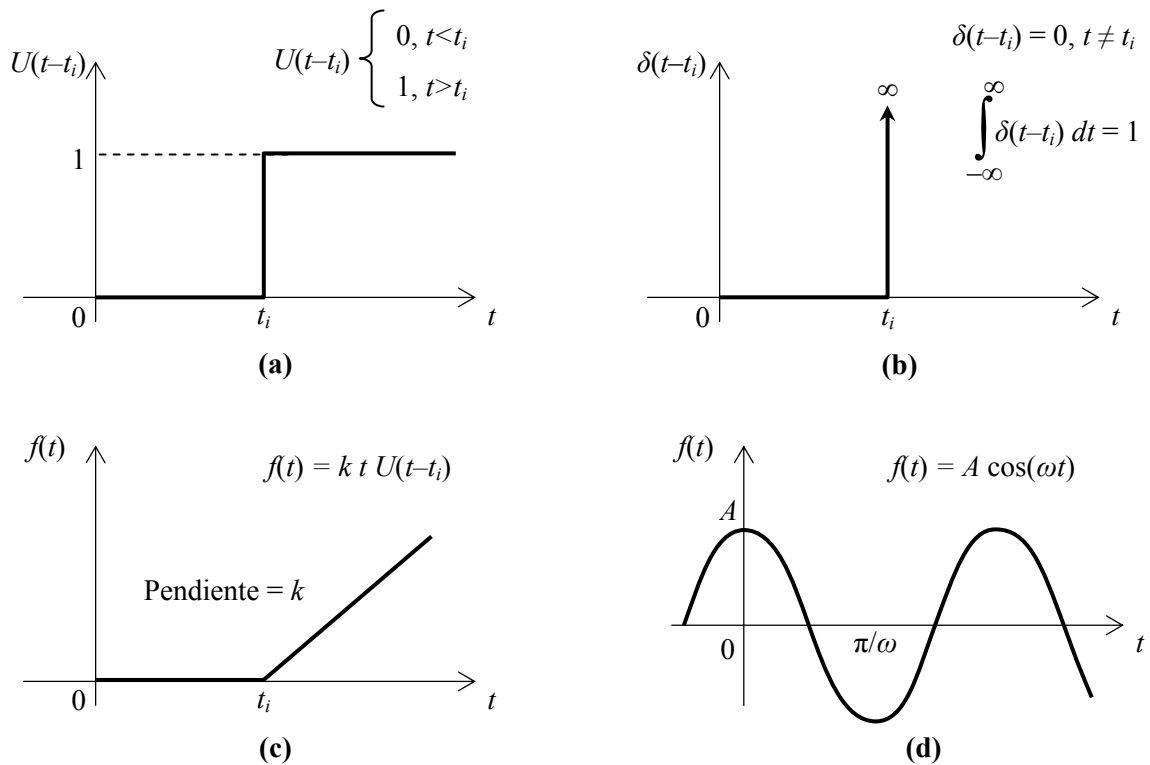
### 1.3.1 Respuesta a entradas típicas

Una vez que se obtiene un modelo a partir de las consideraciones físicas del proceso (ó por otros medios), se desea con frecuencia evaluar los parámetros del proceso, ensayar el modelo frente a la observación experimental del proceso, y/o simular el proceso. Una forma de alcanzar estos objetivos consiste en someter el proceso o el modelo, según sea el caso, a una determinada entrada, y medir la correspondiente salida. Las entradas pueden clasificarse en la forma que se indica a continuación.

1. *Entradas de tiempo continuo.* Las entradas en sí mismas no tienen por qué ser continuas pero han de ser funciones de una variable continua tal como el tiempo.
2. *Entradas de tiempo discreto.* Las entradas son funciones de una variable discreta.
3. *Entradas de tiempo cuantificado.* Las entradas solamente pueden adquirir valores discretos.

Se necesita conocer cómo elegir el tipo adecuado de entrada para su propósito y cómo interpretar la salida. Mientras que, en principio, se puede utilizar cualquier tipo de entrada para ensayar el modelo, en la práctica solamente se emplean unas pocas. Entradas típicas para sistemas deterministas son: *escalón*, *impulso* (delta), *sinusoidal* y *rampa*. En la Figura 1.9 se ilustra cada una de estas cuatro entradas.

La principal razón para utilizar entradas en escalón, impulso o sinusoidal, en el análisis de sistemas, es debido a la conveniencia matemática. Resulta relativamente sencillo establecer la salida para un determinado modelo cuando se utilizan estas funciones como entradas. Las respuestas de sistemas lineales, para entradas sinusoidales, con gran frecuencia se interpretan directamente en el espacio de transformadas de Laplace mientras que la respuesta a entradas de impulso o escalón se analiza en el dominio del tiempo (Himmelblau y Bischoff, 1976).



**Figura 1.9** Funciones de entrada típicas: a) escalón unitario, b) impulso, c) rampa, d) senoidal. (Himmelblau y Bischoff, 1976, p. 215)

El uso de funciones de escalón, de impulso y sinusoidales como funciones de entrada en un proceso real, presentan tanto ventajas como inconvenientes relacionados. Experimentalmente es imposible producir una función de escalón exacta, pero muchas veces se puede lograr una entrada cuyo aumento con el tiempo es muy rápido comparado con el tiempo de respuesta del proceso, de forma que se obtiene una aproximación razonable de la función de escalón. La ventaja del uso de la entrada en escalón es que toda la información acerca de la dinámica del proceso queda contenida en la respuesta a una sola entrada en escalón; por tanto, la experimentación es corta. Pero en esto reside su principal desventaja: toda la información se acumula en una pequeña porción de registro, si se produce algo de perturbación, se perderá una gran parte del detalle fino.

Mientras que la función de escalón implica el paso del proceso desde un valor de estado estacionario de la entrada hasta otro, y por consiguiente requiere una entrada considerable de material o *trazador*, la entrada de impulso solamente necesita una cantidad relativamente pequeña de trazador. Se debe considerar la posible perturbación del proceso por una entrada de impulso, en este caso tiene, menor cantidad de material de salida para la medida que para una entrada de escalón.

En la práctica, el uso de una respuesta a partir de una entrada sinusoidal requiere una manipulación algebraica considerable y resulta de difícil tratamiento, aún para modelos que son

medianamente complicados, en comparación con entradas de impulso. Tanto para el estudio de simulación y su equivalente en el dominio del tiempo, cualquiera de las tres entradas resulta eficaz para el análisis de sistemas lineales, pero la entrada sinusoidal no es satisfactoria para modelos no lineales puesto que las frecuencias y amplitudes de la entrada se desplazan en una forma no aditiva cuando aparecen en la salida.

Desde el punto de vista de la ejecución práctica, una entrada sinusoidal en un proceso real requiere un equipo de entrada más complicado que en el caso de entradas de escalón o impulso, tanto en el aspecto constructivo como operacional, y exige además, un tiempo de experimentación mucho mayor, puesto que se requieren varias frecuencias y esperar a que pasen los estados no estacionarios (Himmelblau y Bischoff, 1976).

Para caracterizar un sistema de control Smith y Corripio (1997) presentan los siguientes pasos a seguir:

1. Partiendo de un estado estable, con el controlador en manual aplicar un escalón a la salida del controlador, de modo que la magnitud del cambio sea lo suficiente para ser medida, pero que no sea distorsionada por no-linealidades del proceso.
2. Registrar la salida del transmisor con buena resolución en amplitud y escala de tiempo. Esperar el tiempo suficiente hasta que se alcance un nuevo estado estable.

Durante la prueba se debe evitar que entren disturbios al sistema. El resultado de graficar la salida del transmisor contra el tiempo es lo que se conoce como la *curva de reacción del proceso*. El siguiente paso consiste en determinar los parámetros de un modelo sencillo que más se aproxima al obtenido de la curva de reacción. Para un sistema de primer orden con tiempo muerto Smith y Corripio (1997) detallan tres métodos de ajuste de parámetros y recomiendan el detallado a continuación ya que ajusta mejor los datos.

A grandes rasgos, el método consiste en localizar en la escala de tiempo los puntos  $t_1$  y  $t_2$ , señalados en la Figura 1.10, y a partir de estos datos aplicar las siguientes relaciones:

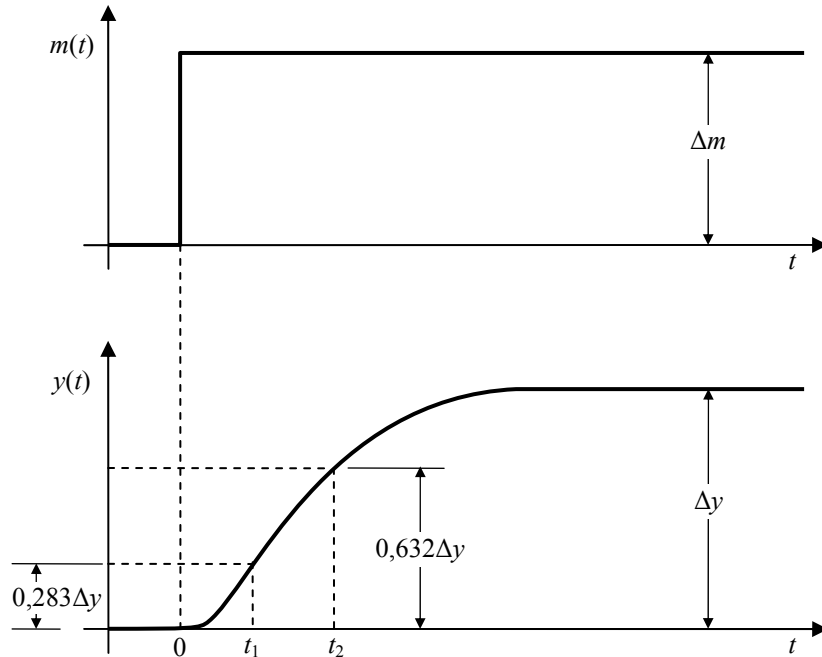
$$\tau = \frac{3}{2}(t_2 - t_1) \quad (1.3.3)$$

$$t_0 = t_2 - \tau \quad (1.3.4)$$

Con ello, el modelo y la respuesta real coinciden en la zona de mayor tasa de cambio. Para los sistemas de control en tiempo discreto se debe sumar la mitad del intervalo de muestreo

utilizado en la prueba, al valor de tiempo muerto obtenido por la relación anterior. La ganancia del proceso, en cualquier caso, viene dada por

$$K = \frac{\Delta y}{\Delta m} \quad (1.3.5)$$



**Figura 1.10** Curva de reacción de un proceso de primer orden con tiempo muerto a una entrada de escalón. (Adaptado de Smith & Corripio, 1997, pp. 310, 314)

Los autores Smith y Corripio (1997) afirman que la complejidad de los modelos de segundo y mayor orden requieren pruebas dinámicas más sofisticadas. Como los modelos que se ajustan al presente proyecto son de primer orden, no se detalla ningún ajuste para sistemas de orden mayor.

### 1.3.2 Linealización de modelos no-lineales

El método de transformadas de Laplace permite relacionar la respuesta característica, en estado estable y estado transitorio, de una amplia variedad de sistemas físicos con los parámetros de sus funciones de transferencia. Desafortunadamente, solo los sistemas lineales, que pueden representarse por ecuaciones diferenciales lineales (aquellas que constan de una suma de términos cada uno de los cuales no contienen más de una variable o derivada, y que deben aparecer a la primera potencia), pueden ser analizadas por transformadas de Laplace (Smith & Corripio, 1997).

La dificultad de operar con un modelo no-lineal consiste en que la obtención de soluciones analíticas y numéricas es de un orden de complejidad mucho mayor que para modelos lineales. Entre los métodos de tratamiento de sistemas no-lineales se encuentra la técnica de linealización, que consiste en aproximar la respuesta no-lineal de sistemas con ecuaciones diferenciales lineales que puedan ser analizadas por transformadas de Laplace (Himmelblau y Bischoff, 1976).

La expresión de una ecuación en forma lineal implica que la ecuación es una representación exacta para un cierto intervalo de las variables, alrededor del punto base sobre el cual se hace la linealización. Si se intenta extrapolar fuera de este intervalo se corre el peligro de error, puesto que pocos procesos reales son lineales en amplios intervalos de las variables. Afortunadamente existen muchos problemas en los que, o bien los efectos no lineales son pequeños, o solamente es necesario estudiar las variables en un intervalo limitado. En estos casos los términos no lineales se pueden linealizar y aplicar entonces los principios del análisis lineal. Para facilitar la manipulación de ecuaciones linealizadas, se selecciona el estado estable inicial como punto base para la linealización y se hace uso de *variables desviación* definidas a continuación (Himmelblau y Bischoff, 1976; Smith & Corripio, 1997).

Debido a que interesa estudiar la respuesta del proceso a las variables de entrada (disturbios y variables manipuladas), se desea eliminar el efecto de las condiciones iniciales en la respuesta. Para hacer esto, se supone que las condiciones iniciales están en estado estable. Con ello, las derivadas respecto al tiempo de los valores iniciales se hacen igual a cero, pero no el valor inicial de la salida en sí misma. Para eliminar el valor inicial de la salida, se reemplaza la variable de salida con su desviación del valor inicial. Esto da lugar a las variables desviación, definidas como:

$$F(t) = f(t) - f(0) \quad (1.3.6)$$

donde  $F(t)$  representa la variable desviación y  $f(t)$  el valor total de la variable. A partir de esta definición, su valor inicial es siempre cero:  $F(0) = f(0) - f(0) = 0$ . Ahora considérese la ecuación diferencial lineal de orden  $n$ :

$$a_n \frac{d^n y(t)}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_0 y(t) = b_m \frac{d^m x(t)}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} x(t)}{dt^{m-1}} + \dots + b_0 x(t) + c \quad (1.3.7)$$

donde  $n > m$ ,  $y(t)$  es la variable de salida,  $x(t)$  es la variable de entrada y  $c$  es una constante. En el estado estable inicial, todas las derivadas en el tiempo son cero, entonces

$$a_0 y(0) = b_0 x(0) + c \quad (1.3.8)$$

Restando la ecuación anterior de la ecuación (1.3.7) resulta en

$$a_n \frac{d^n Y(t)}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} Y(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_0 y(t) = b_m \frac{d^m X(t)}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} X(t)}{dt^{m-1}} + \dots + b_0 X(t) \quad (1.3.9)$$

donde  $Y(t)$  y  $X(t)$  son variables desviación que pueden sustituirse directamente por sus respectivas variables en términos de derivadas, puesto que:

$$\frac{d^k Y(t)}{dt^k} = \frac{d^k [y(t) - y(0)]}{dt^k} = \frac{d^k y(t)}{dt^k} - \frac{d^k y(0)}{dt^k} = \frac{d^k y(t)}{dt^k} \quad (1.3.10)$$

Nótese que la ecuación (1.3.9) en variables desviación es esencialmente igual a la ecuación original (1.3.7) excepto por la constante  $c$ , la cual se cancela.

La técnica básica para la linealización de funciones de una variable consiste en el desarrollo de la función no-lineal según una serie de Taylor alrededor de un valor de referencia de la variable en el dominio que interesa. La serie de Taylor para una función de una variable,  $f[x(t)]$ , alrededor de un punto base  $\bar{x}$ , en el dominio del tiempo, es

$$f[x(t)] = f(\bar{x}) + \left. \frac{df}{dx} \right|_{\bar{x}} [x(t) - \bar{x}] + \left. \frac{d^2 f}{dx^2} \right|_{\bar{x}} \frac{[x(t) - \bar{x}]^2}{2!} + \dots \quad (1.3.11)$$

La linealización se consigue entonces suprimiendo los términos de orden superior a uno:

$$f[x(t)] = f(\bar{x}) + \left. \frac{df}{dx} \right|_{\bar{x}} [x(t) - \bar{x}] \quad (1.3.12)$$

Esta es la fórmula básica de linealización; debido a que  $\bar{x}$  es una constante, el lado derecho de la ecuación es lineal en la variable  $x(t)$ .

También se puede utilizar la expansión de series de Taylor para derivar la fórmula de linealización de funciones de dos o más variables, manteniendo la primera derivada parcial para cada una de las variables. La aproximación lineal resultante es



$$f[x_1(t), x_2(t), \dots] = f(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots) + \left. \frac{\partial f}{\partial x_1} \right|_{(\bar{x}_1, \bar{x}_2)} [x_1(t) - \bar{x}_1] + \left. \frac{\partial f}{\partial x_2} \right|_{(\bar{x}_1, \bar{x}_2)} [x_2(t) - \bar{x}_2] + \dots \quad (1.3.13)$$

## 1.4 Simulación Numérica de los Procesos Controlados

Se puede definir la simulación de procesos como el estudio de un sistema o sus partes mediante manipulación de su representación matemática o de su modelo físico. Desde el punto de vista del control, el simulador de un proceso puede ser utilizado con los siguientes propósitos: (Himmelblau y Bischoff, 1976; Scenna *et al.*, 1999)

1. analizar la factibilidad de cambios operativos en el proceso;
2. estudiar la robustez del sistema controlado ante perturbaciones externas;
3. determinar ajustes alternativos de los controladores ya existentes para mejorar el rendimiento operativo del proceso; y
4. diseñar y evaluar nuevas estructuras de control a implementar en el proceso.

Para poder encarar cualquier tipo de simulación, es necesario contar con un modelo matemático del proceso. La simulación numérica de un proceso controlado involucra además de los bloques de la planta, los correspondientes a los medidores, controladores, etc. Usualmente, los simuladores dinámicos de un proceso controlado están subdivididos en un conjunto de módulos. El módulo de simulación de la planta, por lo general, es el módulo más grande y de mayor complejidad; incluye el modelo matemático detallado del comportamiento dinámico del proceso no controlado, y rutinas numéricas para la resolución de sistemas de ecuaciones diferenciales; recibe información sobre las condiciones de simulación (tiempo de simulación, métodos numéricos a emplear, paso de integración, etc.), los parámetros físico-químicos, y las variables manipuladas; provee la evolución temporal de los estados del proceso.

El módulo de los controladores incluye el algoritmo de control utilizado; por ejemplo, la ecuación de un controlador lineal, o el de retroalimentación de estados en un sistema de control avanzado. El módulo de los actuadores incluye el comportamiento dinámico de los elementos de acción final (por ejemplo, la dinámica de apertura y cierre de una válvula). El módulo de medición representa la dinámica de los sensores y transmisores e incluye también los ruidos típicos de los mismos (Scenna *et al.*, 1999).

# Capítulo 2

## Componentes de los sistemas de control automático

### 2.1 Sensores y transductores

El *transductor* o *elemento primario*, es el equipo que se utiliza para medir la variable de interés y proveer una señal de salida proporcional a ésta; se le llama elemento primario debido a que la medición es la primera acción requerida para controlar un proceso. Un *sensor*, propiamente hablando, es la parte del elemento primario que reacciona de alguna forma sensible a una propiedad física relacionada con la variable que se quiere medir y cuya respuesta se encuentra en una forma más conveniente, de modo que se utiliza como la entrada al resto del sistema. En la mayoría de los casos esto conlleva a la conversión de la cantidad física que se desea medir en una variable eléctrica, como resistencia, capacitancia, inductancia, voltaje o corriente, que puede medirse con mucha precisión y en una relación predecible. El transductor, por lo tanto, es el conjunto formado por un sensor y un transmisor que acondiciona la señal a alguna forma más adecuada para el sistema de control (Altmann, 2005; Hunter, 1978; Johnson, 1984; Mott, 1996; Polke, 1994; Smith & Corripio, 1997).

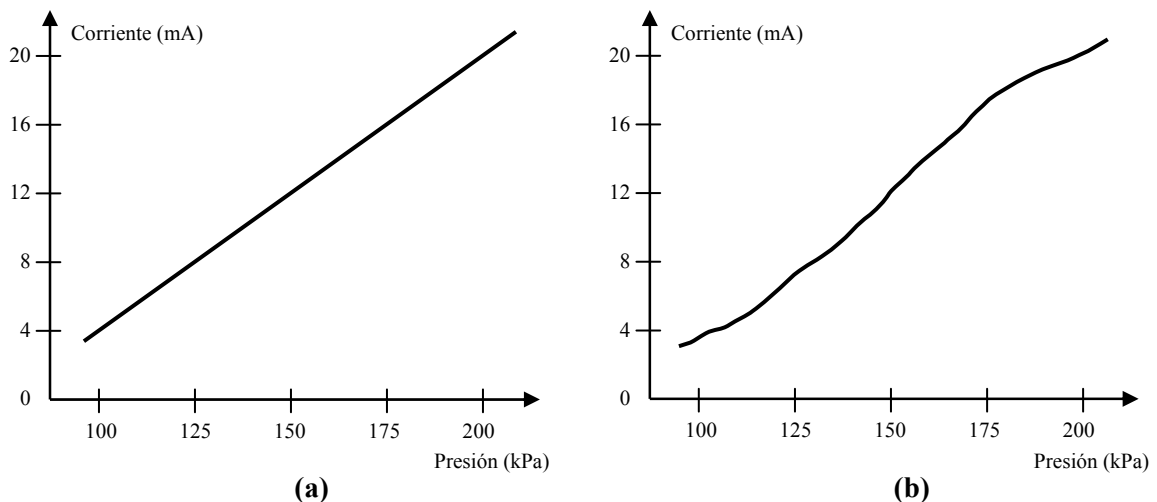
La medición es una ciencia inexacta que requiere el empleo de estándares de referencia, los cuales están implicados directa o indirectamente en todas las mediciones, más directamente conforme aumenta la exigencia de exactitud. Incluso medidas groseras, como el empleo de sensores para detectar límites alto o bajo en un proceso, requieren una comparación de referencia inicial y calibración (Garrett, 1981). Debe comprenderse que, por su misma naturaleza, el sensor sigue siendo un componente imperfecto. Si se diseña para ser sensible al parámetro que se desea medir, es muy difícil reducirle la sensibilidad al ambiente en el que debe detectar. Inevitablemente, ciertos parámetros externos actúan en el sensor e introducen un error en la medición. Conviene darse particular cuidado a la selección del sensor considerándose el funcionamiento eficaz del sistema, lo que no es habitualmente una decisión fácil (Desjardins & Clot, 1983).

La selección de un sensor para un proceso en particular requiere considerar la naturaleza de la medición (entrada) y la naturaleza de la salida. Las razones para seleccionar un equipo de otro varían, Altmann (2005), Bolton (2004), Creus (2001), Ibrahim (2006), y Polke (1994) listan varios factores que se deben tomar en consideración, se mencionan y explican algunos de ellos:

- *Ámbito de medición*: conjunto de valores de la variable medida que están comprendidos dentro de los límites superior e inferior de la capacidad de medida del instrumento, expresado por los dos valores extremos.
- *Precisión*: tolerancia de la medida, define los límites de los errores cuando se emplea en condiciones normales.
- *Sensibilidad*: razón entre el incremento en la lectura y el incremento de la variable luego del alcanzar el estado de reposo, expresado como porcentaje.
- *Repetibilidad*: capacidad de reproducir la misma señal de salida al medir repetidamente valores idénticos en las mismas condiciones y en el mismo sentido de variación.
- *Confiabilidad*: medida de la probabilidad de que continúe comportando dentro de los límites especificados de tolerancia a lo largo del tiempo bajo condiciones especificadas.
- *Vida útil*: tiempo mínimo durante el cual el instrumento no presenta cambios en el comportamiento más allá de las tolerancias especificadas.
- *Resolución*: la menor diferencia que el instrumento puede distinguir.
- *Linealidad*: aproximación de una curva de calibración a una línea recta.
- *Tiempo de respuesta*: tiempo que transcurre entre el momento en que la variable medida cambia de cero a un valor constante y el momento en que el instrumento da la salida correspondiente a dicho valor.
- *Temperatura de trabajo*: ámbito temperatura del ambiente en que se encontrará instalado.
- *Costo de adquisición*
- *Costo de instalación*
- *Costo de operación*
- *Facilidad de uso*
- *Seguridad de operación*
- *Naturaleza del medio*: líquido, vapor o gas, define la compatibilidad de materiales.
- *Tamaños disponibles*
- *Alteración introducida al proceso*
- *Resistencia física y mecánica*
- *Mantenimiento requerido*

La operación del controlador se basa en cálculos utilizando un ámbito común de señales de entrada, por lo tanto la linealidad de la medición es un muy importante, especialmente en los sistemas de control analógico. Por simplicidad de los modelos, los sistemas de control se diseñan suponiendo que la variación dentro de este ámbito representa linealmente a la variable medida. Sin embargo, uno de los mayores problemas en la operación de medición se debe al hecho de que la salida de un sensor a menudo varía de forma no-lineal con la variable que se mide y esta no-linealidad puede producir efectos indeseados en el sistema bajo control. En el control analógico es muy difícil compensar el problema, aunque existen circuitos especiales para linealizar la respuesta del sensor; en cambio, en los sistemas de control digitales dicha linealización es más fácil de realizar mediante un programa después de que los datos han ingresado (Johnson, 1984).

Para aclarar la importancia de la linealidad en el control de procesos, obsérvese el siguiente ejemplo. La Figura 2.1a muestra un sistema de medición de presión que genera una señal de 4 a 20 mA linealmente desde una presión de 100 a 200 kPa. Si la presión se incrementa desde 150 a 175 kPa, la corriente aumentará de 12 mA a 16 mA. El controlador enviará una corrección al proceso basado en los 4 mA de cambio en la corriente representando un cambio de 25 kPa en la presión. Si la presión cambiase de 150 a 125 kPa, el controlador enviaría la misma corrección, pero de signo opuesto.



**Figura 2.1** Señal de dos sensores de presión, a) sensor lineal, b) sensor no-lineal. (Johnson, 1984, pp. 36, 37)

La Figura 2.1b muestra la misma situación con un sensor no-lineal. Se puede ver que cambios equivalentes de presión en distintos puntos de ámbito no producen cambios equivalentes en la corriente; por ejemplo, un cambio de 150 a 175 kPa produce un cambio de 5,3 mA desde 12 a

17,3 mA, por otro lado, un cambio de la misma magnitud desde 150 a 125 kPa produce apenas un cambio de corriente de 4,7 mA desde 12 a 7,3 mA. No obstante, el sistema debe asumir que todas las variaciones de corriente representan las mismas variaciones de presión, la única manera de asegurar esto es que el sensor sea lineal, o que su salida puede linealizarse (Johnson, 1984).

### 2.1.1 Medición de temperatura

La medición y el control de la temperatura es una parte fundamental de muchas industrias de proceso y de manufactura. Los *termopares* o *termocuplas* son los dispositivos más extensamente usados para medir temperatura debido a su robustez y amplia gama de temperaturas. El termopar, que se basa en el efecto descubierto por T. J. Seebeck en 1821, produce un pequeño voltaje (menor a 10 mV/°C) como función de la temperatura. El voltaje generado es de muy baja potencia, por lo que requiere amplificación. Poseen las ventajas de ser robustos, tener un tiempo de respuesta muy corto y ámbitos de temperatura extensos, pero la operación apropiada requiere el empleo de una unión a una temperatura de referencia, o su equivalente eléctrico, en serie con la unión de medición para polarizar la dirección de flujo corriente y maximizar el voltaje en la unión. Su desventaja principal es que son muy susceptibles al ruido eléctrico (Creus, 2001; Garrett, 1981; Hunter, 1978; Johnson, 1984; Smith & Corripio, 1997).

Un *Detector de Temperatura Resistivo* (RTD) es un sensor basado en el aumento de la resistencia de un metal con la temperatura. Consiste en un pequeño rollo de cable (cobre, platino o níquel) protegido por una funda de acero inoxidable, que se sumerge en el medio donde se medirá la temperatura y la resistencia del rollo es entonces una medición de temperatura. El ámbito de estos sensores se extiende desde  $-200^{\circ}\text{C}$  hasta  $600^{\circ}\text{C}$ . Una de sus desventajas es que la medida de la resistencia requiere del paso de una corriente a través del alambre pudiendo disipar calor al medio y alterando la medición. Otra desventaja es que, excepto en los de platino, la relación entre temperatura-resistencia no es lineal (Creus, 2001; Ibrahim, 2006; Johnson, 1984).

Otros sensores basados en la variación de la resistencia eléctrica con la temperatura son los sensores de temperatura semiconductores, los cuales son llamados *termistores* para diferenciarlos de otros tipos de sensores resistivos. A diferencia de los metales, los semiconductores presentan una disminución de la resistencia frente a un incremento de la temperatura; esta variación es además varios órdenes de magnitud mayor, lo que los hace bastante más sensibles ante un mismo ámbito de temperatura. Aparte de ser más sensibles, son más pequeños, más económicos, disipan menos calor y tienen un tiempo de respuesta menor que los RTD. La desventaja principal está en que cada termistor requiere su propia calibración, mientras que los RTD metálicos pueden sustituirse por otro

de similares características sin requerir recalibración, adicionalmente poseen un ámbito de temperaturas restringido desde los  $-80^{\circ}\text{C}$  hasta los  $200^{\circ}\text{C}$ , y una muy alta no-linealidad (Creus, 2001; Hunter, 1978; Johnson, 1984; Smith & Corripio, 1997).

Cuando a un material semiconductor se le agregan ciertas impurezas se pueden aumentar los portadores de carga positiva (tipo P) o portadores de carga negativa (tipo N), según los materiales utilizados. Al unir una capa P con una N, se da una difusión de electrones de la capa N a la P, a esta unión se le llama junta P-N. Cuando la temperatura de los semiconductores cambia la movilidad de sus portadores de carga también cambia, como consecuencia si se pasa una corriente a través de una junta P-N se produce una diferencia de potencial, fácil de medir, como función de la temperatura. Dicha diferencia de potencial es muy lineal, de aproximadamente unos  $-2,2 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ . Debido a esto, los diodos (que resultan de la unión de dos materiales semiconductores P y N) y los *transistores* (que consisten de tres capas, N-P-N o P-N-P) también se utilizan como sensores de temperatura (Amos & James, 2000; Bolton, 2004).

Los *sensores de temperatura integrados* son circuitos integrados que utilizan materiales semiconductores y se ensamblan para acondicionar la señal. Dichos sensores producen un voltaje que es linealmente dependiente de la temperatura dentro de un ámbito específico. En algunos casos estos montajes producen una señal de salida digitalizada directamente, haciendo la interfase con las computadoras muy sencilla. El problema de éstos es un ámbito de temperatura muy limitado, con  $150^{\circ}\text{C}$  como máximo (Ibrahim, 2006; Johnson, 1984).

### 2.1.2 Medición del desplazamiento

Para ciertos procesos el desplazamiento físico de un objeto debe medirse. En algunos casos existe un interés directo en este desplazamiento, como el desplazamiento de una pieza de maquinaria; en otros casos el desplazamiento es una indicación intermedia de alguna otra variable medida, como el flotador para medir el nivel de líquido en un tanque (Johnson, 1984).

Un sensor típico es el *sensor potenciométrico* en el cual el desplazamiento causa que la escobilla de un resistor variable (potenciómetro) se mueva proporcionalmente al desplazamiento, convirtiéndose éste en un cambio de resistencia. Este sensor posee la ventaja de un diseño simple y facilidad de acondicionamiento de señal, ya que un cambio de resistencia es fácilmente convertible a un cambio de voltaje, siendo además lineal respecto al desplazamiento. Sus desventajas son el desgaste y ruido eléctrico que resulta de su movimiento físico (Johnson, 1984).

Otro de los aparatos más comunes utilizados en la industria para medir desplazamiento es el *Transformador Diferencial Lineal Variable (LVDT)*. Consiste en una bobina de forma cilíndrica,

donde el núcleo tiene libertad de movimiento y se conecta al sistema de desplazamiento; conforme se mueve aparece un voltaje neto en un embobinado secundario. El voltaje, de corriente directa, es linealmente proporcional al desplazamiento y su polaridad indica la dirección del movimiento. Al no existir fricción con el desplazamiento no hay desgaste (Johnson, 1984; Mott, 1996).

La *galga extensométrica* es un transductor que mide desplazamientos sumamente pequeños. El principio consiste en el cambio en la resistencia eléctrica de un fino alambre metálico al estirarse o comprimirse. Estos cambios de resistencia son muy pequeños, así que se deben proteger contra el ruido eléctrico y efectos causados por las variaciones de temperatura. Este tipo de transductores son muy utilizados en sensores de presión, de flujo, de nivel y otros. Algunos están hechos de material semiconductor, no de metal, pero siguen un principio similar (Creus, 2001; Johnson, 1984).

### 2.1.3 Medición de presión

Son muchos los tipos de instrumentos que existen para medir la presión; sin embargo, en todos los casos se desea conocer la fuerza que ejerce un medio sobre las paredes que lo contienen. La presión puede medirse en un medio estático, como un tanque, o en uno dinámico, como cuando fluye un líquido por una tubería. La presión se mide comúnmente utilizando dispositivos que realizan de alguna manera un desplazamiento con un cambio en la presión, este desplazamiento se mide entonces, empleando alguno de los sensores mencionados anteriormente (Johnson, 1984).

Ciertos sensores de presión utilizan el *efecto piezoeléctrico* de un cristal para medir la fuerza aplicada por el fluido y así determinar la presión del mismo. Este efecto consiste en que al aplicarse una fuerza sobre un cristal, como el cuarzo o el titanato de bario, este desplaza una ligera carga eléctrica. La carga eléctrica es muy pequeña, así que requiere de amplificación. La fuerza puede aplicarse sobre el cristal ya sea directa o indirectamente, a través de un diafragma. En *sensores de presión de resonador de cuarzo* se mide la resonancia del cristal de cuarzo, cuya frecuencia depende directamente de la tensión del cristal, y puede medirse de forma precisa con sistemas digitales (Mott, 1996).

### 2.1.4 Medición de flujo

Junto con la temperatura, el flujo es una de las variables de proceso más comúnmente medidas, por ello se han desarrollado muchos tipos de sensores de flujo (Smith & Corripio, 1997). El flujo se refiere a la tasa de movimiento de una sustancia, que puede ser líquida, gaseosa o sólida como granos o arcillas secas. En la mayoría de los casos el flujo se convierte a una variable intermedia como la presión o el desplazamiento (Johnson, 1984).

Un sensor muy común para medir el flujo de fluidos dentro de una tubería es el *medidor de orificio*, el cual consiste en un disco plano con un agujero maquinado; el disco se inserta en la línea de proceso perpendicular al flujo con la intención de producir una caída de presión. Esta caída de presión es una función no-lineal del flujo volumétrico a través del orificio. La caída de presión a través del orificio se mide utilizando un medidor de presión diferencial y el flujo volumétrico se relaciona con la raíz cuadrada de ésta. Existen unidades de extracción de raíz cuadrada para que la señal de salida del transmisor sea lineal respecto al flujo volumétrico (Smith & Corripio, 1997).

Otro tipo de sensor común es el *medidor magnético de flujo*. El principio de operación de éste es la ley de Faraday; esto es, conforme un material conductor (un fluido) se mueve en ángulos rectos a través de un campo magnético, éste induce un voltaje. El voltaje creado es proporcional a la intensidad del campo magnético y a la velocidad del fluido. Si la intensidad del campo magnético es constante, el voltaje será proporcional solamente a la velocidad del fluido. Es más, la velocidad medida es la velocidad promedio, por lo que puede utilizarse tanto para regímenes de flujo laminar como turbulento. Debido a que el medidor magnético no produce una caída de presión es apropiado para medir flujo por gravedad, flujo de suspensiones y flujo de fluidos cercanos a su presión de vapor. La principal desventaja es que el fluido debe tener una conductividad mínima, lo que lo hace inapropiado para la medición de gases e hidrocarburos (Smith & Corripio, 1997).

Un medidor de flujo importante es el *medidor de turbina*. Este medidor es uno de los medidores de flujo más precisos disponibles comercialmente. El principio de operación consiste en un rotor que gira de acuerdo a la velocidad del fluido. La rotación de las paletas es detectada por un captador magnético que emite pulsos de frecuencia los cuales son proporcionales a la razón de flujo volumétrico. Los problemas más comunes de éste medidor se asocian a las chumaceras, que requieren fluidos limpios y con ciertas propiedades lubricantes (Smith & Corripio, 1997).

### 2.1.5 Medición de nivel

La medida de nivel se refiere a la profundidad de un material sólido o líquido dentro de un contenedor. Muchos sensores realizan estas mediciones, pero la mayoría dependen de la conversión del nivel en otra variable como el desplazamiento o la presión, que se mide con algún otro sensor como los descritos anteriormente (Johnson, 1984).

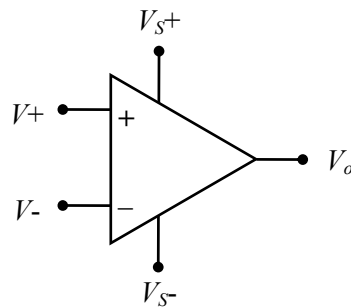
Según Smith & Corripio, (1997) los tres sensores de nivel de líquido más importantes son los de presión diferencial, los de flotador y los de burbujas. Los sensores de nivel de *presión diferencial* miden la diferencia de presión entre el fondo y la superficie, causada por la cabeza hidrostática del líquido, conociendo su densidad es fácil obtener el nivel. Los *sensores flotadores*



son los más económicos, estos detectan el cambio en la fuerza boyante de un cuerpo inmerso en un líquido siendo esta fuerza proporcional al nivel del mismo, pero su ámbito de medición es limitado. Los *sensores de burbujas* son otro tipo de sensores de presión hidrostática, consisten en una tubería de aire o gas inerte sumergida en el líquido, donde se regula el flujo para producir una corriente continua de burbujas, la presión requerida es entonces una medida de la cabeza hidrostática.

### 2.1.6 Amplificación de señales

Debido a que comúnmente la señal eléctrica de un sensor es muy pequeña para ser leída por algún dispositivo, se recurre al amplificador operacional para acondicionarla. El acondicionamiento de la señal es la operación que realiza ajustes en el tipo y/o nivel de la señal para convertirla en una señal más adecuada para trabajar (Johnson, 1984). En la Figura 2.2 se muestra el símbolo típico de un amplificador operacional.



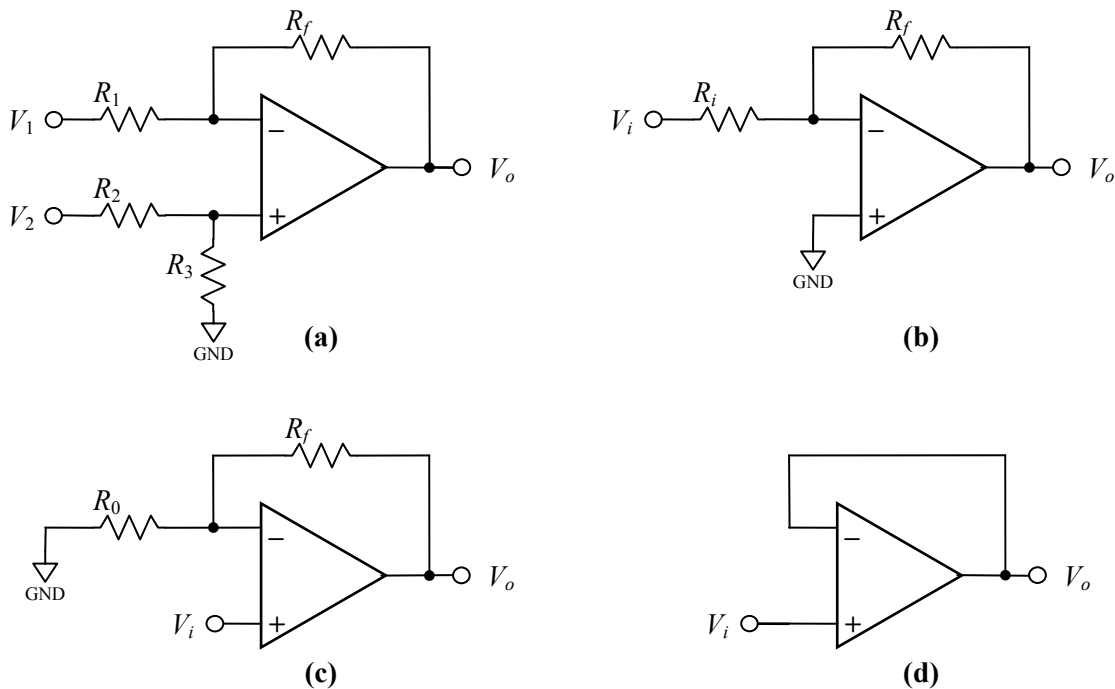
**Figura 2.2** Símbolo básico de un amplificador operacional. (Carr, 1987, p. 58)

Los amplificadores operacionales son circuitos capaces de realizar operaciones matemáticas, como la suma, resta, integración, diferenciación, comparación y logaritmo, de ahí el nombre. Son elementos muy prácticos en electrónica analógica ya que tienen muchas aplicaciones. En la figura anterior, las terminales identificadas como  $V+$  y  $V-$  son las entradas y  $V_o$  la salida; a la entrada  $V+$  se le llama entrada no-inversora, y a la  $V-$  entrada inversora. El funcionamiento del amplificador operacional depende de los componentes adicionales del circuito. En una forma simple, se puede decir que el amplificador operacional “lee” el voltaje en la entrada no-inversora y “le resta” el voltaje de la entrada inversora, esta diferencia la multiplica por un factor de ganancia y el resultado final se obtiene en la salida (Díaz, 2004). Un amplificador operacional ideal se caracteriza por:

1. La resistencia de entrada tiende a infinito,
2. La resistencia de salida tiende a cero,

3. La ganancia de voltaje en lazo abierto tiende a infinito,
4. Ancho de banda tiende a infinito,
5. El voltaje de salida es cero cuando los voltajes en la entrada inversora y en la no-inversora son iguales.

Ya que la resistencia de entrada en un amplificador operacional ideal es infinita, la corriente en cada entrada, inversora y no-inversora, es cero. Además el hecho de que la ganancia de lazo abierto sea infinita hace que la tensión entre las dos terminales sea cero. Los amplificadores operacionales prácticos tienen ganancia de voltaje muy alta (típicamente  $10^5$ ); sin embargo, esta ganancia varía con la frecuencia. Para contrarrestar esto, se utilizan elementos externos para retroalimentar una porción de la señal de salida en la entrada. Con realimentación, la ganancia de lazo cerrado depende de los elementos de retroalimentación y no de la ganancia básica de tensión del amplificador operacional (Díaz, 2004). En la figura siguiente se muestran algunos de los usos del amplificador operacional.



**Figura 2.3** Algunas aplicaciones del amplificador operacional, (a) inversor, (b) no-inversor, (c) restador, (d) seguidor de voltaje. (Carr, 1987, pp. 59-63)

La Figura 2.3a corresponde al amplificador restador en su forma más general. El voltaje de salida viene dado por la siguiente expresión:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right) \cdot V_2 - \left(\frac{R_f}{R_1}\right) \cdot V_1 \quad (2.1.1)$$

Como se observa, los valores de las resistencias determinan el grado de amplificación de cada señal. La Figura 2.3b muestra el circuito de ganancia constante más ampliamente usado, el amplificador inversor. El voltaje de salida se obtiene a partir de la ecuación (2.1.1) haciendo  $R_1 = R_i$ ,  $R_2 = \infty$ ,  $R_3 = 0$ ,  $V_1 = V_i$  y  $V_2 = 0$ , lo cual resulta en una señal invertida respecto a la señal de entrada con una ganancia constante de acuerdo con la siguiente relación:

$$V_o = -\frac{R_f}{R_i} V_i \quad (2.1.2)$$

En la Figura 2.3c se observa el amplificador no-inversor, en este tipo de amplificador, a diferencia del inversor, la señal  $V_i$  ingresa directamente por la entrada no-inversora del amplificador operacional (entrada +). Realizando las sustituciones  $R_1 = R_0$ ,  $R_2 = 0$ ,  $R_3 = \infty$ ,  $V_1 = 0$  y  $V_2 = V_i$ , en la ecuación (2.1.1) vemos como el voltaje amplificado a la salida tiene el mismo signo que el de entrada, pero la ganancia de amplificación es siempre mayor o igual a la unidad, expresado como:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_0}\right) V_i \quad (2.1.3)$$

La última aplicación mostrada es el amplificador como seguidor de voltaje, Figura 2.3d, donde la ganancia de amplificación se obtiene igualmente de la ecuación (2.1.1) con  $R_1 = \infty$ ,  $R_2 = 0$ ,  $R_3 = \infty$ ,  $R_f = 0$  y  $V_2 = V_i$ , siendo igual a la unidad y sin darse inversión de signo:

$$V_o = V_i \quad (2.1.4)$$

A pesar que la ecuación anterior no aparenta gran utilidad, el modo seguidor de voltaje es de mucha importancia ya que permite amplificar la corriente de la señal que ingresa. Esta aplicación es sumamente útil en la amplificación de señales que teniendo un buen nivel de voltaje son de muy baja potencia y por tanto se atenúan al conectarlas directamente a circuitos con mediana o baja impedancia de entrada.

## 2.2 Controladores

El controlador es el segundo elemento en un sistema de control automático, éste toma una señal de entrada y la compara con un valor establecido para obtener de forma automática una respuesta o señal de salida hacia los elementos actuadores, en otras palabras es el “cerebro” del sistema de control (Smith & Corripio, 1997).

### 2.2.1 Acciones de los controladores

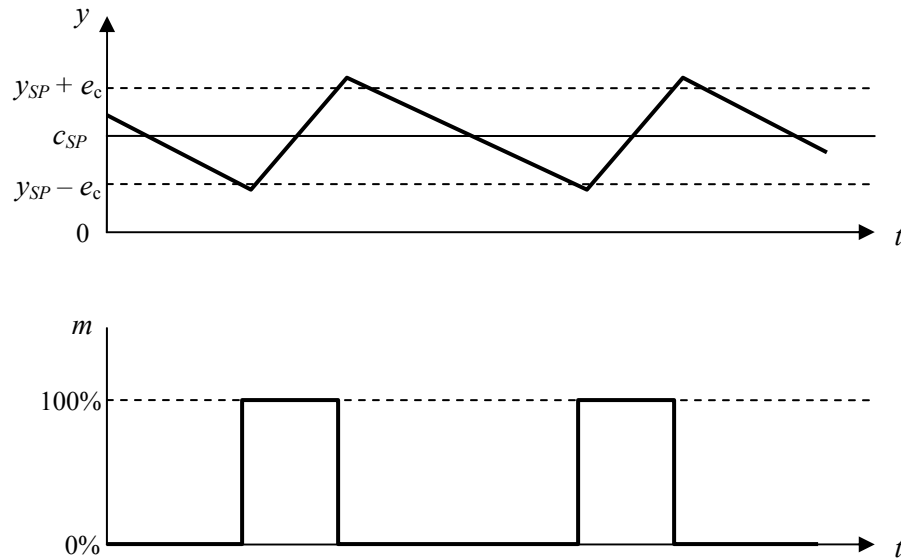
Todas las funciones de transferencia que determinan las características del lazo de control se fijan por la selección del equipo, excepto el controlador. La función de transferencia del controlador se selecciona para proveer el mejor control posible y, por lo tanto, estabilidad del proceso. Las distintas funciones de transferencia del controlador son conocidas como *modos* o *acciones* del controlador. Las cuatro acciones del controlador más comunes son: control de dos posiciones, control proporcional, control integral y control derivativo (Johnson, 1984).

#### *Control automático de dos posiciones*

Este es el tipo de control también llamado *control On/Off* (Encendido/Apagado). En un sistema de control de dos posiciones, el elemento final de control tiene solamente dos estados fijos (respuestas) que son “todo” o “nada”, sin valores intermedios. En el caso de una válvula por ejemplo, los estados serían *totalmente abierta* y *totalmente cerrada*. Este tipo de control al estar limitado a dos posiciones proporciona demasiada o muy poca corrección al sistema. La variable controlada debe moverse continuamente entre los dos límites requeridos y hacer que el elemento de control se mueva de una posición fija a la otra. La “oscilación” de la variable controlada entre los dos límites es una característica importante del control de dos posiciones y la cual a veces limita su utilidad. A pesar de todo, este tipo de control automático no lineal y discontinuo es comúnmente utilizado en la industria, debido a que es relativamente simple y barato (Harrison y Bollinger, 1976; Johnson, 1984; Orozco, 1974).

La Figura 2.4 muestra el comportamiento de las señales en un sistema de dos posiciones, donde el gráfico superior representa la variable controlada  $y$ , para la cual se fija un punto de consigna  $y_{SP}$ , y el gráfico inferior muestra el comportamiento de la variable manipulada  $m$ , o lo que es lo mismo la salida del controlador. Las dos gráficas se representan sobre el eje del tiempo  $t$ . Como puede verse, cuando el valor absoluto del error sobrepasa un valor crítico predeterminado  $e_c$ , la salida cambia de 0% a 100% o viceversa, por lo que existe una *banda muerta* alrededor del error cero dentro de la cual no ocurre un cambio en la salida del controlador. En este sistema la variable

controlada siempre oscilará, con una frecuencia que aumenta conforme se disminuye la banda muerta (Johnson, 1984).



**Figura 2.4** Señales en un sistema de control de dos posiciones. (Adaptado de Johnson, 1984, pp. 16, 17)

### **Control proporcional**

Con el control proporcional, se toma la acción correctiva de manera que ésta sea directamente proporcional al error; si el error es grande, la corrección es grande y conforme disminuye el error la corrección también (Harrison y Bollinger, 1976; Johnson, 1984). Esto se expresa matemáticamente como:

$$m_p(t) = K_p \cdot e(t) + m_B \quad (2.2.1)$$

donde,

$m_p(t)$  = variable manipulada (o salida del controlador) por la acción proporcional,

$m_B$  = valor predispuesto o *bias*, es un valor constante que corresponde a la salida del controlador cuando el error es cero o cuando se cambia a modo manual,

$K_p$  = ganancia del controlador o *ganancia proporcional*, y

$e(t)$  = error o señal actuante, calculado como:

$$e(t) = y_{SP}(t) - y(t) \quad (2.2.2)$$

En ésta última ecuación,  $y_{sp}(t)$  representa al punto de consigna o valor deseado de  $y(t)$  que es la variable controlada (variable medida). Es importante considerar las unidades de las distintas variables que pueden expresarse tanto en unidades de ingeniería como en porcentajes o fracciones del ámbito de trabajo (Johnson, 1984).

La acción del controlador puede ser tanto inversa como directa. Es directa cuando un error positivo produce un incremento en la salida del controlador e inversa si un error positivo produce una reducción en la salida. El signo de la ganancia  $K_p$  es positivo para una acción directa y negativo para una acción inversa (Johnson, 1984). Dado que la mayoría de los controladores industriales no permite introducir valores de ganancia negativos, el cálculo del error debe invertirse para que este se calcule como el valor actual menos el punto de consigna. Esta operación la realiza internamente el controlador con sólo seleccionarle la acción correcta. Es muy importante seleccionar la acción correcta para el controlador o éste no controlará (Smith & Corripio, 1997).

Muchos fabricantes de controladores no utilizan la ganancia  $K_p$  para el ajuste de sus controladores, sino que utilizan la *banda proporcional*, o  $PB$ , que se relaciona con la ganancia de la siguiente forma:

$$PB = \frac{m_{m\acute{a}x} - m_{m\acute{i}n}}{K_p} \quad (2.2.3)$$

donde  $m_{m\acute{a}x}$  y  $m_{m\acute{i}n}$  denotan los límites de la variable manipulada, expresados a menudo como porcentajes, de modo que,

$$m_p(t) = m_B + \frac{100}{PB} \cdot e(t) \quad (2.2.4)$$

La ventaja de los controladores proporcionales es que cuentan con un único parámetro ajustable,  $K_p$  o  $PB$ , pero también tienen una desventaja substancial conocida como *offset* o error en estado estable, que consiste en la presencia de un error permanente que se da cuando hay un cambio en alguna de las variables del proceso (Smith & Corripio, 1997). Esto se debe a que el parámetro *bias*,  $m_B$ , es una constante seleccionada inicialmente para proveer un valor de la variable controlada libre de error bajo condiciones preestablecidas de las distintas variables del proceso; los efectos causados por las alteraciones transitorias de estas variables se corrigen por la acción proporcional, pero si alguna de las variables del proceso sufre un cambio permanente (supongamos debido a

requerimientos del proceso) para el cual  $m_0$  ya no corresponde con el error cero, el sistema tendrá que sostener un error permanente para que la suma de  $K_P e(t)$  y  $m_B$  se igualen al valor de la variable manipulada que satisface los nuevos requerimientos del proceso, debido a que el modo proporcional por sí solo no puede realizar esta corrección (Johnson, 1984).

### **Control integral**

El *offset* del modo proporcional se puede eliminar a través de un ajuste manual o reseteo del parámetro *bias*,  $m_B$ . Históricamente, la búsqueda de una manera para obtener un parámetro de reseteo automático resultó en el desarrollo de la acción integral (Åström & Häggglund, 1995). Con este tipo de acción se hace una corrección que es proporcional a la integral del error respecto al tiempo. Expresado matemáticamente como:

$$m_I(t) = \frac{K_P}{\tau_I} \int e(t) \cdot dt = K_I \cdot \int e(t) \cdot dt \quad (2.2.5)$$

El término  $\tau_I$  es el tiempo integral o tiempo de reseteo,  $K_I$  la ganancia integral. La combinación del modo proporcional y el modo integral es entonces,

$$m_{PI}(t) = m_B + K_P \cdot e(t) + \frac{K_P}{\tau_I} \cdot \int e(t) \cdot dt \quad (2.2.6)$$

Si se considera el estado estable inicial  $e(0) = 0$  y  $m(0) = m_B$ , siendo las variables desviación  $M(t) = m(t) - m(0)$  y  $E(t) = e(t) - e(0)$ , al aplicar las transformadas de Laplace obtenemos la forma estándar del controlador PI en el dominio de Laplace:

$$M_{PI}(s) = K_P \left( 1 + \frac{1}{\tau_I \cdot s} \right) E(s) \quad (2.2.7)$$

El término integral de un controlador PI tiende a eliminar el *offset* integrando de manera proporcional el error en función del tiempo, por más pequeño que sea el error el valor de la integral crece o decrece para ajustar la salida del controlador hasta que el error sea cero, cuando el error es cero la parte integral mantiene un valor constante. Esta tendencia a eliminar cualquier error del sistema en el estado estable es el beneficio principal que se obtiene de la acción de un control

integral; pero, existe también una dificultad: la integral incrementa el período de las oscilaciones en las variables controladas, así como el tiempo requerido para que tales oscilaciones cesen, produciendo una respuesta oscilatoria y en algunos casos inestabilidad (Harrison y Bollinger, 1976; Herra, 1985). De acuerdo con Smith y Corripio (1995) el 85% de los controladores son del tipo PI.

Un factor a considerar en la implementación del modo integral es la  *saturación integral* , la cual ocurre cuando se da un error sostenido y el término integral crece (o decrece) hasta que la salida del controlador se satura; es decir, llega a un valor máximo (o mínimo) sobre el cual el elemento final de control no tiene ninguna respuesta, como ejemplo, una válvula que ha alcanzado su apertura máxima. El error en la variable de proceso puede después de un cierto tiempo llegar a cero, pero la acción integral podría aún mantener acumulado un valor excesivamente grande que domina la salida del controlador sobre la acción proporcional, alterando el sistema. Se requiere entonces de un error con signo opuesto al que causó la saturación para que la suma de los errores positivos y negativos cancele suficientemente los errores acumulados, durante esto puede ocurrir que el actuador se mueva varias veces entre sus límites máximo y mínimo antes que el sistema se recupere (Åström & Hägglund, 1995; Molina, 1998).

Este inconveniente se puede eliminar desde el diseño del controlador de varias formas, ya sea integrando condicionalmente de modo que se desactive la acción integral cuando el actuador se satura, mediante límites de anti-saturación que restringen la salida de la acción integral, o con *seguimiento*. Åström y Hägglund (1995) explican con detalle el funcionamiento del seguimiento de señal, básicamente se puede decir que consiste en medir la salida del actuador y restarla a la salida del controlador, multiplicarla por una constante y luego retroalimentar esta señal junto con el error para el cálculo de la acción integral corregida.

### ***Control derivativo***

Con el control derivativo, también llamado “acción de razón”, se hace una corrección que es proporcional a la tasa de cambio o derivada del error respecto al tiempo. Representado como:

$$m_D(t) = K_p \tau_D \frac{de(t)}{dt} = K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (2.2.8)$$

donde  $\tau_D$  es el tiempo derivativo,  $K_D$  la ganancia derivativa. El control derivativo es útil porque responde a la rapidez de cambio del error y puede producir una corrección significativa antes de que la magnitud real del error sea grande. Por esta razón, a veces se dice que el control derivativo se



anticipa al error y, de esta manera, inicia una prematura corrección del error. La cantidad de anticipación es determinada por el valor del tiempo derivativo. Sin embargo, a pesar de su utilidad, el control derivativo no puede usarse sólo, porque no responderá a un error del estado estable. Por tanto, debe usarse en combinación con otras acciones de control (Harrison y Bollinger, 1976; Smith & Corripio, 1997). La combinación del modo proporcional con el modo derivativo, llamada PD, se expresa de las siguientes formas, en función del tiempo y de la transformada de Laplace:

$$m(t) = m_B + K_P \cdot e(t) + K_P \cdot \tau_D \frac{de(t)}{dt} \quad (2.2.9)$$

$$M_{PD}(s) = K_P (1 + \tau_D \cdot s) E(s) \quad (2.2.10)$$

La combinación de los tres modos (proporcional + integral + derivativo) se conoce como control PID y se representa de las siguientes formas:

$$m(t) = m_B + K_P \cdot e(t) + \frac{K_P}{\tau_I} \cdot \int e(t) \cdot dt + K_P \cdot \tau_D \frac{de(t)}{dt} \quad (2.2.11)$$

$$M(s) = K_P \left( 1 + \frac{1}{\tau_I \cdot s} + \tau_D \cdot s \right) E(s) \quad (2.2.12)$$

Los procesos rápidos (procesos con constantes de tiempo pequeñas) como lazos de nivel o presión de líquido son muy susceptibles al ruido del proceso; la aplicación del modo derivativo solo resulta en la amplificación del ruido, porque la derivada de una muy cambiante señal es un valor alto. Por ello, los controladores PID se recomiendan para su uso en procesos lentos (procesos con múltiples constantes de tiempo o tiempo muerto) como lazos de temperatura, los cuales están usualmente libres de ruido. En los casos de procesos lentos con un transmisor ruidoso, el ruido debe filtrarse antes de utilizar un controlador con acción derivativa (Smith & Corripio, 1997).

Las formas de presentadas en las ecuaciones (2.2.11) y (2.2.12) se conocen como el algoritmo *PID ideal*. En la implementación real del modo derivativo se suele introducir un filtro de paso bajo con constante de tiempo  $\tau_D / N$ , que corresponde a un sistema de primer orden,

$$\frac{\tau_D}{N} \cdot \frac{dm_D(t)}{dt} + m_D(t) = K_P \cdot \tau_D \cdot \frac{de(t)}{dt} \quad (2.2.13)$$

así la acción derivativa en forma de transformada de Laplace es

$$M_D(s) = K_p \cdot \tau_D \cdot \left( \frac{s}{1 + s \cdot \tau_D / N} \right) E(s) \quad (2.2.14)$$

Este filtro no afecta el rendimiento del controlador porque la constante de tiempo es pequeña. El ámbito de valores típicos del parámetro  $N$ , llamado *ganancia derivativa máxima*, va de 5 a 20, dependiendo del fabricante, y generalmente es fijo con un valor de 10 (Åström & Häggglund, 1995, Smith & Corripio, 1997).

Normalmente, el punto de consigna de un proceso se mantiene constante, pero en ocasiones se requiere un cambio. Una manera común de introducir el cambio es en forma de escalón, similar a la Figura 1.9a, cuando esto ocurre se da un cambio instantáneo en el error que produce un cambio drástico en la salida del controlador, como resultado de las acciones proporcional y derivativa conocidos como “reacción proporcional” y “reacción derivativa” respectivamente. Esta respuesta rápida es innecesaria y a menudo va en detrimento del proceso (Smith & Corripio, 1997). Una modificación muy práctica para permitir un ajuste independiente de la respuesta al punto de consigna, respecto de la respuesta a disturbios en la carga, consiste en la utilización de factores de peso que reducen el efecto de un cambio de éste. De modo que se altera el cálculo del error para la acción proporcional y para la derivativa, de la siguiente forma

$$e_p(t) = \beta \cdot y_{sp}(t) - y(t) \quad (2.2.15)$$

$$e_d(t) = \gamma \cdot y_{sp}(t) - y(t) \quad (2.2.16)$$

El factor de peso  $\beta$  se llama *factor de peso proporcional* y el factor de peso  $\gamma$  se llama *factor de peso derivativo*. Los factores de peso toman valores entre 0 y 1, ambos pueden ser distintos y a menudo el factor de peso derivativo se fija como cero en los controladores comerciales (Åström & Häggglund, 1995). Nunca se utiliza factor de peso en el cálculo del error en la acción integral, así que el controlador PID modificado se expresa como

$$M(s) = K_p \cdot \left( \beta + \frac{1}{\tau_I \cdot s} + \frac{\gamma \cdot \tau_D \cdot s}{1 + \frac{\tau_D}{N} \cdot s} \right) \cdot Y_{sp}(s) - K_p \cdot \left( 1 + \frac{1}{\tau_I \cdot s} + \frac{\tau_D \cdot s}{1 + \frac{\tau_D}{N} \cdot s} \right) \cdot Y(s) \quad (2.2.17)$$

A este controlador PID lo refiere O'Dwyer (2006) como “estructura 1 del controlador no-interactivo basado en los dos grados de libertad”, e indica que también se le conoce como “m-PID”, “ISA-PID” o “algoritmo 2DOF incompleto P-I-PD (solo P es DOF)”. También resume distintas reglas para la sintonización según los modelos del sistema.

### 2.2.2 Controladores digitales

Un controlador analógico es por lo general una estructura permanente, donde los cambios en la operación se realizan por ajuste de un potenciómetro para cambiar la ganancia o arreglo de relés<sup>1</sup>. Empleando un microprocesador (computador digital) en el lazo de control, la acción se obtiene por operaciones de software, que resulta en una mayor flexibilidad y velocidad, además de permitir esquemas de control más adaptables. El computador puede ir desde un equipo flexible, como un computador de propósito general, hasta equipo de propósito especial, diseñado para llevar a cabo una tarea particular (Harrison y Bollinger, 1976; Hunter, 1978; Kuo, 1996; Warwick, 1996).

Mientras que los antiguos sistemas automatizados requieren cientos o miles de relés, un solo controlador digital puede programarse como reemplazo. Los controladores digitales ofrecen varias ventajas sobre un control convencional del tipo de relevadores. Los relés tienen que ser cableados para realizar una función específica, si se requiere un cambio en el sistema operativo o una modificación funcional, se necesitan cambios de cableado, trabajos de montaje y disposición de componentes que a menudo son costosos y requieren mucho tiempo. Con el controlador digital se elimina la mayor parte del cableado asociado con los circuitos de control de relés convencional. Además llega a ser más pequeño y barato comparado a sistemas de control de procesos equivalentes basados en relevadores (Kuo, 1996; Murillo, 1986; Petruzella, 2005).

Cualquier computador digital con un sistema de adquisición de datos puede utilizarse para implementar un controlador digital. No obstante, el computador sólo puede tomar breves muestras del mundo real, lo que significa vistas discontinuas de las señales de entrada y salida de un sistema. Esto resulta en un cambio en la base teórica de la operación del controlador (Landau & Zito, 2006; Warwick, 1996).

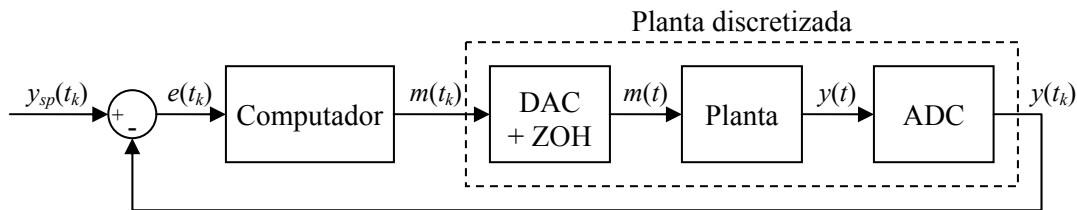
#### *Sistemas de datos muestreados*

Landau y Zito (2006) detallan dos caminos para introducir un computador digital en un lazo de control. De acuerdo con estos autores, la mayoría de los sistemas de control digital se diseñan

---

<sup>1</sup> Relé o relevador: Un dispositivo que convierte una señal pequeña de voltaje en una con mayor potencia.

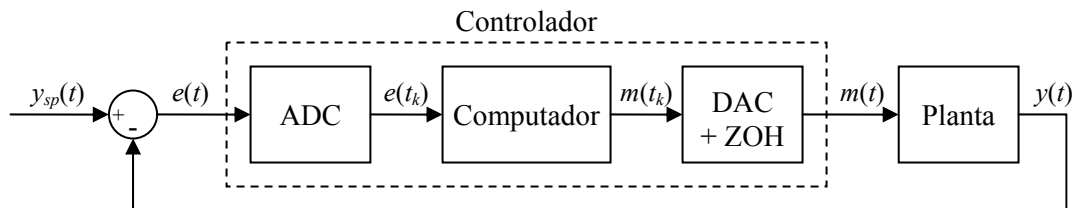
como la Figura 2.5, este modelo se conoce como “modelo de tiempo discreto”. La planta, que incluye el actuador, el proceso y el sensor, como en prácticamente todas las aplicaciones de control, es un sistema que trabaja en el tiempo continuo, por tanto es un sistema analógico. En cambio, la salida del proceso debe convertirse en una señal digital para que el computador pueda leerla. Esta operación se realiza con un convertidor analógico-a-digital (convertidor A/D o ADC). Una vez que el computador calcula la salida, se envía el dato a un convertidor digital-a-analógico (convertidor D/A o DAC) para obtener la señal de control analógica.



**Figura 2.5** Sistema de control digital. (Landau & Zito, 2006, p. 26)

La operación normal requiere el uso de un reloj de tiempo real, de manera que cada cierto intervalo de tiempo definido,  $\Delta t_s$ , se realiza una muestra. Como el proceso necesita de una señal sostenida para operar en vez de una señal pulsante, un retenedor de orden cero (ZOH) tiene el efecto de multiplicar el valor digital, en cada instante, por la unidad. El tiempo total desde la conversión A/D más el cálculo de la salida más la conversión D/A debe de ser menor al intervalo de muestreo (Landau & Zito, 2006; Smith & Corripio, 1997; Warwick, 1996).

En el segundo modelo, llamado “modelo de tiempo continuo” (Figura 2.6), se convierte la señal analógica del error en un valor digital a través de un convertidor A/D, el computador calcula la salida y la envía al convertidor D/A. Si bien no parece haber gran diferencia con el modelo anterior, el sistema ADC-computador-DAC debe comportarse de igual manera que un controlador analógico, lo que implica el uso de una alta frecuencia de muestreo, con un algoritmo de control bastante simple, desaprovechando las capacidades del computador digital (Landau & Zito, 2006).

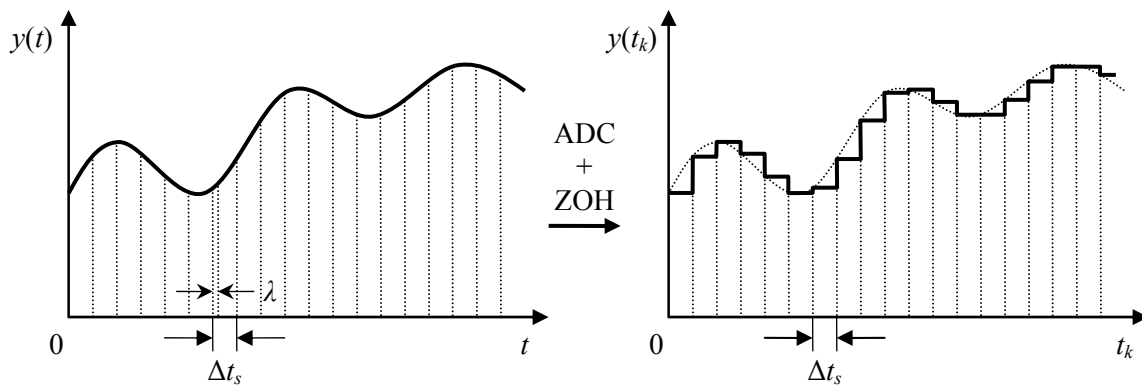


**Figura 2.6** Controlador digital de tipo “analógico”. (Landau & Zito, 2006, p. 26)

Los autores Landau y Zito (2006) aseguran que para tomar ventaja de las capacidades de las computadoras digitales se requiere reemplazar los sistemas de tiempo continuo por modelos de tiempo discreto, los controladores tipo analógicos por algoritmos digitales y usar técnicas de control dedicadas. De manera que se logre hacer uso de varias estrategias de alto rendimiento que no pueden ser implementadas con los controladores analógicos.

### **Conversión analógico-a-digital y digital-a-analógico**

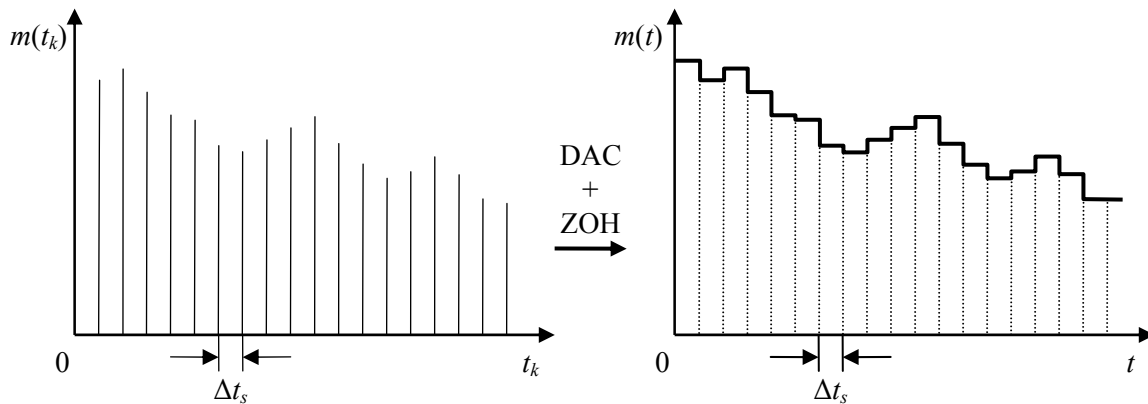
La conversión analógico-a-digital (abreviado como conversión A/D, o simplemente ADC) consiste en la codificación de señales continuas en tiempo y amplitud para transformarlas a señales discretas tanto en tiempo como en amplitud. Las señales digitales son más fáciles de procesar y además son más inmunes al ruido y otras interferencias que las señales analógicas. El convertidor A/D reemplaza la señal continua con una secuencia de valores igualmente espaciados en el tiempo, que representan la amplitud de la señal en los instantes de muestreo. La Figura 2.7 muestra una señal continua y su correspondiente representación discreta, se muestra en línea de puntos la señal continua para facilitar la comparación del cambio en la señal.



**Figura 2.7** Conversión Analógica-a-Digital. (Adaptado de Landau & Zito, 2006, p. 27)

El proceso de muestro no es instantáneo, por lo que cada muestra tiene un tiempo de inicio y uno de fin, el tiempo requerido se llama *tiempo de muestreo*,  $\lambda$ , pero este tiempo es pequeño en comparación con el intervalo de muestreo  $\Delta t_s$  (Healey, 1967; Jack, 2005). El cálculo de la salida del controlador digital da como resultado un valor discreto cada intervalo de tiempo. El convertidor digital-a-analógico (convertidor D/A, o DAC) convierte la señal discreta codificada en una señal de amplitud, el retenedor de orden cero (ZOH) mantiene constante esta amplitud entre los intervalos de muestreo para proveer una señal continua en el tiempo (Landau & Zito, 2006).

El efecto combinado del convertidor D/A y el retenedor de orden cero se muestra en la Figura 2.8. Si bien las amplitudes pueden corresponder con un número infinito de valores, digitalmente sólo se pueden representar por medio de un conjunto de valores enteros, lo que se conoce como *cuantificación*, el tamaño del conjunto de valores lo define la resolución del convertidor. El uso de convertidores de alta resolución (12-bits o mayores) permite despreciar los efectos de la cuantificación (Landau & Zito, 2006).



**Figura 2.8** Conversión Digital-a-Analógica. (Adaptado de Landau & Zito, 2006, p. 27)

### **Controladores Lógicos Programables**

Un Controlador Lógico Programable, o PLC por sus siglas en inglés, es un computador especializado para control de máquinas y procesos. Utiliza una memoria programable para almacenar instrucciones y ejecutar funciones específicas que incluyen control de dos posiciones, conteo, secuenciado, aritmética y manejo de datos. Se les llama *lógicos* pues tienen la habilidad de tomar decisiones cuando uno o más factores diferentes deben ser tomados en cuenta antes de realizar alguna acción (Petruzella, 2005).

Un PLC típico puede dividirse en partes, estas son la unidad de procesamiento central (CPU), la sección de entradas/salidas (E/S), la fuente de energía, y el dispositivo de programación. Las entradas y salidas pueden ser fijas o modulares. Las *E/S fijas* son típicas de PLCs pequeños que vienen en un solo paquete sin unidades removibles separadas. El procesador y las E/S se ensamblan juntos y las terminales de E/S están disponibles pero no se pueden cambiar. La principal ventaja es el menor costo, la desventaja es la falta de flexibilidad. Las *E/S modulares* están divididas por compartimentos en los cuales se pueden conectar módulos separados, esto aumenta las opciones y la flexibilidad de la unidad. El controlador modular básico consiste en un estante, la fuente de energía, el módulo del procesador (CPU), módulos de E/S y una interfaz de operador para

programar y supervisar. Los módulos se enchufan en el estante y el procesador del PLC puede comunicarse con todos los módulos en el estante (Bolton, 2004; Petruzella, 2005).

El diseño de la mayoría de los PLCs es *propietario*, esto significa que es más difícil conectarlos a dispositivos y programas hechos por otros fabricantes, o sea que no cualquier hardware genérico o software se puede usar con un PLC en particular (Petruzella, 2005).

### ***Microcontroladores***

Según Ibrahim (2006), el interés en el control digital ha crecido rápidamente en las últimas décadas desde la introducción de los microcontroladores. Los microcontroladores son como un computador en un solo chip, con procesamiento de señales de entrada y salida incorporados en el mismo circuito integrado, a menudo incorporan convertidores A/D y D/A. Puede verse un como un pequeño computador orientado a aplicaciones de control. Los microcontroladores pueden controlar motores, pantallas, comunicarse con PCs, leer valores de sensores externos, conectarse en una red de microcontroladores y todo esto sin uso de componentes externos o con muy pocos de ellos (Bolton, 2004; Ibrahim, 2006).

Los microcontroladores se fabrican específicamente para las aplicaciones de control digital directo (DDC), en las que el computador sólo se utiliza para llevar a cabo la acción de control. Son dispositivos de muy bajo costo y bajo consumo de potencia que pueden utilizarse muy fácilmente en aplicaciones de control digital, la mayoría traen incorporada la circuitería necesaria para las aplicaciones de control por computador (Ibrahim, 2006).

### ***Computadores personales***

En general, prácticamente cualquier computador digital puede ser usado para control digital, satisfaciendo ciertos requerimientos previos. La mayoría de las aplicaciones de control digital directo de pequeña y mediana escala se basan en microcontroladores. Aplicaciones donde se requiere interacción del usuario y control supervisor se diseñan comúnmente alrededor de hardware PC estándar (Ibrahim, 2006).

Un computador personal puede convertirse en un controlador digital si se le provee alguna forma para que reciba información de los dispositivos como botones o interruptores; también se requiere de un programa para procesar las entradas y decidir si encender o apagar los dispositivos. Sin embargo, algunas características importantes distinguen a los controladores industriales como los PLCs de los computadores de uso general. Primero, a diferencia de los computadores un PLC, por ejemplo, está diseñado para funcionar en el ambiente industrial con amplios ámbitos de

temperatura y humedad ambientales. Una segunda distinción es que el hardware y el software de los PLCs son diseñados para el empleo fácil por electricistas y técnicos de planta, quienes tan sólo requieren un conocimiento limitado de las computadoras y lenguajes de programación (Bolton, 2004; Petruzella, 2005).

A diferencia de los computadores, el PLC se programa en *lógica escalonada de relevadores* o algún otro lenguaje fácil y viene con el lenguaje de programación incorporado en su memoria permanente. Un PLC no tiene ningún teclado, unidad de CD, monitor, o disco duro; en cambio, tiene una caja autónoma con puertos de comunicación y un juego de terminales para dispositivos de entrada y salida. Algunos fabricantes desarrollan programas y tarjetas de interfaz que permiten a un computador personal hacer el trabajo de un PLC, estos sistemas son llamados *soft logic controllers*. Algunas de las ventajas de sistemas de control basados en computadores personales son el costo inicial más abajo, requieren menos hardware y software propietarios, permiten el intercambio de datos con otros sistemas, procesamiento veloz de los datos y fácil personalización (Petruzella, 2005).

### 2.3 Actuadores y elementos finales de control

El *elemento final de control* o *elemento de corrección* es el dispositivo que permanece conectado físicamente con el proceso, dentro de un sistema de control, y que transforma la salida de un controlador en un cambio de la variable manipulada para producir un cambio en la variable controlada (Bolton, 2004; Hunter, 1978; Johnson, 1984). El *actuador* forma parte del elemento de corrección, es la pieza de equipo que recibe una señal y la convierte en un movimiento mecánico apropiado, proveyendo la potencia requerida para llevar a cabo la acción de corrección que afecte el proceso bajo control, también se les llama *servomotores*. Por lo general la señal viene directamente desde un controlador y en ocasiones a través de un transmisor (Bolton, 2004; Hunter, 1978; Smith & Corripio, 1997).

El equipo más allá del actuador está específicamente determinado por los requerimientos del proceso, no por el sistema de control. Los actuadores son entonces el final de la línea concerniente al sistema de control (Hunter, 1978).

#### 2.3.1 Actuadores eléctricos

El actuador eléctrico de uso más común es el *solenoid*, éste convierte una señal eléctrica de entrada en un campo electromagnético. El solenoide consta de un hilo metálico enrollado en hélice sobre un núcleo de material magnético de forma cilíndrica. Cuando una corriente eléctrica recorre el hilo se induce un campo magnético comparable al de un imán, este campo desplaza el cilindro sobre



su eje; una vez que la corriente se corta, el campo magnético desaparece y el núcleo regresa a su posición de descanso. El solenoide se utiliza mayoritariamente como un elemento digital, aplicando la potencia máxima o no aplicándola, los relevadores son un ejemplo típico, pero si la cantidad de energía eléctrica con la que se excita el solenoide varía en forma analógica, el campo electromagnético y el movimiento mecánico pueden variar en forma analógica también. La mayoría de los solenoides se diseñan para efectuar un movimiento lineal del núcleo; sin embargo, existen también solenoides rotatorios, aunque su potencia es limitada (Hunter, 1978).

Entre los actuadores eléctricos también se encuentran los motores de corriente directa (DC) y los motores de corriente alterna (AC). Los motores eléctricos son utilizados en los sistemas de control de velocidad o de posición. Los motores operan bajo tres principios básicos: el de atracción y repulsión de polos magnéticos, el de la aparición de un campo magnético a través de un conductor al fluir una corriente, y el de la aparición de una corriente en un conductor que se mueve a través de un campo magnético (Bolton, 2004; Hunter, 1978).

En un motor DC hay rollos de alambre montados en ranuras en un cilindro de material magnético llamado *armadura*. La armadura se monta sobre rodamientos y tiene libertad de rotación. La armadura se envuelve por imanes permanentes o electroimanes que producen el campo magnético, llamado *estator*. Los extremos de la armadura se conectan a los segmentos adyacentes de un anillo segmentado llamado *conmutador* que gira junto con la armadura. Unos cepillos en posiciones fijas hacen contacto con el conmutador mientras gira y transmiten corriente a la armadura. Conforme gira la armadura, el conmutador invierte de polaridad lo que permite mantener el movimiento en la misma dirección. El control de la velocidad del motor DC puede realizarse variando el voltaje aplicado, mientras que la dirección se controla con la polaridad (Bolton, 2004; Hunter, 1978).

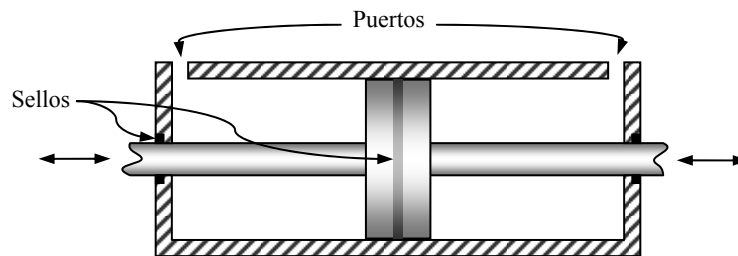
Los motores AC operan básicamente bajo el mismo principio de interacción de campos electromagnéticos. En ambos casos un campo gira mientras el otro se mantiene estacionario, pero a diferencia de los motores DC, los motores AC son de velocidad fija, aunque se puede controlar al variar la frecuencia de la corriente AC con que se alimenta ya que la velocidad de un motor AC es directamente proporcional ésta, por lo que al disminuir la frecuencia la velocidad también disminuye (Hunter, 1978; Mott, 1996).

### **2.3.2 Actuadores neumáticos / hidráulicos**

Los principios de operación de los sistemas neumáticos y los hidráulicos son prácticamente los mismos, los sistemas neumáticos operan con aire comprimido mientras que los hidráulicos lo

hacen con aceite presurizado. Los equipos neumáticos tienden a ser más baratos, pero debido a la compresibilidad del aire requieren reservorios para evitar cambios en la presión. Los sistemas hidráulicos no tienen este inconveniente; sin embargo, son más costosos y existen peligros asociados a las fugas de aceite. Los actuadores de este tipo pueden clasificarse en dos grupos: actuadores lineales y actuadores rotatorios (Bolton, 2004; Hunter, 1978).

Entre los actuadores lineales están el *cilindro* y el *diafragma*. El cilindro consiste en un tubo cilíndrico hueco dividido en dos secciones por un pistón conectado a un eje, donde ambos poseen libertad de movimiento. El cilindro está sellado excepto por los puertos de conexión del fluido. La presión aplicada a uno de los extremos hace que el pistón se mueva. Si la presión se aplica por los dos extremos se le llama de doble acción, y el pistón puede tener uno o dos ejes (Figura 2.9). Si no se requiere de doble acción un resorte (interno o externo) o un contrapeso se encargan de retornar el pistón a la posición de descanso (Bolton, 2004; Healey, 1967; Hunter, 1978).

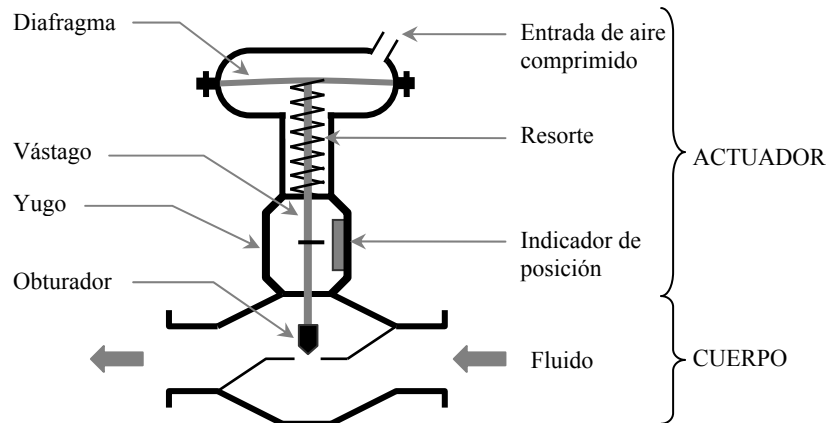


**Figura 2.9** Cilindro neumático/hidráulico de doble acción y doble eje. (Healey, 1967, p. 304)

El actuador de diafragma es un dispositivo extremadamente simple donde la presión, normalmente neumática, se aplica en un extremo (Hunter, 1978). Éstos son los actuadores más comunes en las industrias de proceso. Consisten en un diafragma flexible colocado entre dos envolturas, una de las cámaras resultantes es la cámara de presión. El diseño de un actuador neumático para válvulas se puede ver en la Figura 2.10. Una señal de aire comprimido se conecta a la cámara de presión, de modo que un aumento en la presión del aire produce un movimiento del vástago en forma lineal. Un resorte mantiene una fuerza opuesta que devuelve el vástago hacia su posición original cuando se reduce la presión en la cámara. El movimiento del vástago se detiene cuando la fuerza del resorte y la fuerza debida a la presión de la cámara sobre el diafragma están en equilibrio (Creus, 2001; Orozco, 1974; Smith y Corripio, 1997).

Los actuadores rotatorios usualmente son hidráulicos, el más simple consiste en una cámara sellada dividida en dos compartimentos por un pistón rectangular. El movimiento de salida está limitado a menos de 360°; sin embargo, se pueden obtener enormes torques con este tipo de motor.

También es muy común encontrar un actuador lineal conectado a un simple brazo articulado para obtener movimiento rotatorio (Hunter, 1978). La rotación continua también es posible con algunos diseños, siendo entonces equivalentes a los motores eléctricos (Bolton, 2004).



**Figura 2.10** Esquema de la estructura de una válvula de obturador con actuador neumático, tipo normalmente abierta. (Adaptado de Smith & Corripio, 1997, p. 746)

### 2.3.3 Elementos finales de control

De acuerdo con Altmann (2005), en la mayoría de los sistemas de control de procesos el elemento final de control es algún tipo de válvula; sin embargo, también es posible controlar el flujo con algunas bombas y en otros procesos los elementos de corrección suelen ser de otro tipo como resistencias para calefacción. Estos elementos se detallan a continuación.

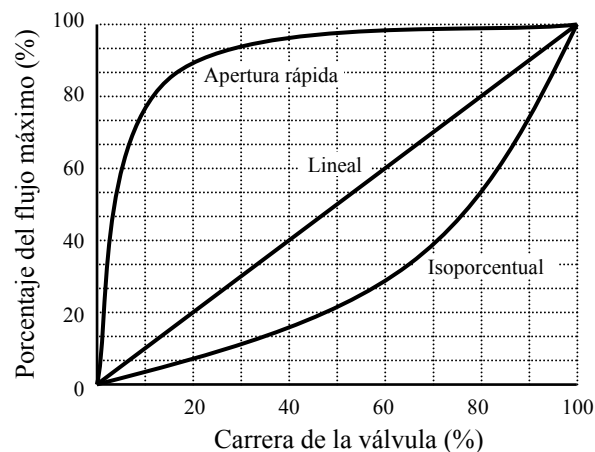
#### *Válvulas de control*

Las válvulas son el dispositivo que permite variar el caudal que pasa por una tubería modificando la pérdida de carga en la misma mediante una obturación variable. Son un elemento importante en el control automático de procesos, existiendo muchos distintos tipos de válvulas para control. Los ocho tipos de válvulas más comunes son: de bola, de mariposa, de globo, de pellizco, de obturador, de diafragma Saunders, de compuerta y digitales (Altmann, 2005). Smith y Corripio (1997) las clasifican en dos grandes categorías: las de vástago recíprocante y las de vástago rotatorio.

El accionamiento comúnmente es neumático, aún cuando el sistema de control sea eléctrico, pero puede ser también electromecánico o hidráulico (Bolton, 2004; Creus, 2001). Una válvula de control típica, suele ser la combinación de un actuador neumático de diafragma y una válvula de

vástago recíprocante (Figura 2.10). La válvula actúa por medio de una señal de presión que se aplica al final de un tubo capilar. Si la señal de presión aumenta la presión en la cámara aumenta actuando sobre el diafragma para producir una fuerza que tiende a cerrar la válvula contra la fuerza de compresión del resorte (Orozco, 1974). Las válvulas con actuador neumático pueden ser de dos tipos: aire para abrir (normalmente cerrada) y aire para cerrar (normalmente abierta). El tipo de válvula se selecciona de manera que se obtenga la operación más segura en un proceso, ya sea que en caso de falta del suministro eléctrico, o una baja en la presión de la línea de aire, la válvula se mantenga abierta, o bien, cerrada.

La selección de la forma del cuerpo y el obturador determinan la característica de la válvula de control, o sea, la relación entre el flujo y la carrera del vástago (Bolton, 2004, Creus, 2001). La característica de un fluido incompresible fluyendo a presión diferencial constante a través de una válvula se denomina *característica de flujo inherente*. Las curvas características más importantes son la de apertura rápida, la lineal y la isoporcentual y se muestran en la Figura 2.11.



**Figura 2.11** Características inherentes de válvulas.  
(Creus, 2001, p. 381)

Con un obturador con *característica de apertura rápida* el flujo aumenta mucho al inicio de la carrera, llegando al máximo rápidamente. Con un obturador de *característica lineal* el flujo es directamente proporcional a la carrera. Con un obturador con *característica isoporcentual*, cada incremento de la carrera produce un incremento proporcional al cambio en el flujo. Cabe señalar que en condiciones reales la presión diferencial cambia cuando varía la apertura de la válvula, por lo que la curva real se aparta de la curva característica inherente. A la curva real se le llama *característica de flujo efectiva* o *característica instalada de la válvula* (Creus, 2001; Smith & Corripio, 1997).

### ***Bombas***

Las bombas pueden ser una alternativa a las válvulas de control. Por ejemplo las *bombas dosificadoras* son accionadas por actuadores neumáticos o electrónicos y se utilizan para el envío de cantidades precisas de líquidos para mezclas, como en el control de pH, tratamiento de aguas y adición de productos en industrias alimenticias (Creus, 2001).

Como señala Mott (1996), los sistemas de bombeo comúnmente se diseñan con una capacidad más grande a la requerida, si se requiere regular el flujo se coloca una válvula en la línea, y se utiliza una válvula de desahogo que disipa el excedente de energía. El costo de la energía desperdiciada hace conveniente modificar esta forma de operación. Una opción son las *bombas de desplazamiento variable*, en las cuales el desplazamiento por revolución puede cambiarse de alguna forma. Estas unidades funcionan frecuentemente con motores eléctricos de velocidad constante y, por lo general, utilizan pistones con movimiento alternativo para bombear. Cuando la bomba funciona a velocidad constante, el flujo de salida puede variarse cambiando el desplazamiento (acción que se efectúa variando la carrera de la bomba). De esta forma, la salida de fluido de la bomba está controlada por su carrera. Con una carrera nula, no se bombea fluido alguno; conforme se aumenta la carrera, el flujo a la salida aumenta en forma lineal (Harrison y Bollinger, 1976).

Tal como se menciona anteriormente, se puede variar la velocidad de un motor AC al variar la frecuencia. Al disminuir la velocidad del motor de una bomba también disminuye la capacidad de bombeo y la potencia requerida. El inconveniente de instalar un variador de frecuencia es que éstos son más costosos que el motor mismo, por lo que debe efectuarse una evaluación económica a largo plazo (Mott, 1996).

### ***Amplificadores de potencia***

En ciertos procesos que se regula la temperatura se hace necesario controlar la potencia entregada a resistencias de calefacción. Como describe Creus (2001), los primeros elementos que salieron al mercado fueron el *tiratrón* (un tubo lleno de gas) y el *ignitrón* (tubo con mercurio) pero sus dimensiones y costo eran excesivos para las potencias requeridas. Luego aparecería el *amplificador magnético* o bobina saturable que es un equipo robusto y de bajo costo, siendo la primera aplicación industrial práctica.

Actualmente se cuenta también con el *rectificador controlado de silicio* o SCR que tiene dimensiones reducidas y permite trabajar con altas densidades de corriente. Los rectificadores controlados de silicio (SCR), también llamados *tiristores*, emplean rectificadores de silicio que bloquean el paso de la corriente en sentido inverso, como los diodos convencionales, pero también

la bloquean en sentido directo mientras no se aplique una señal en el cable de control o puerta. Sus características son: ganancia alta, buena linealidad, salida mínima de hasta 0 V, bajas caídas de tensión y corto tiempo de respuesta.

## **2.4 Transmisores**

Los transmisores son elementos intermedios entre los sensores y el controlador y entre el controlador y los actuadores, su función es captar la señal proveniente del elemento anterior a él para transmitirla a distancia al elemento siguiente sin pérdida de información (Creus, 2001; Johnson, 1984; Smith & Corripio, 1997).

Las señales de transmisión pueden ser neumáticas, electrónicas, digitales, hidráulicas, y telemétricas; siendo las tres primeras las más comunes en la industria. Las señales hidráulicas se utilizan sólo cuando se requiere de gran potencia, y las telemétricas cuando hay una distancia de varios kilómetros entre el transmisor y el receptor (Creus, 2001).

### **2.4.1 Transmisión neumática**

Históricamente, el control de proceso se realizaba utilizando sistemas neumáticos, donde un transmisor convierte la información de entrada en una señal de presión de aire que se transporta por tuberías hasta el cuarto de control (Johnson, 1984). La señal se ha estandarizado de 20 a 100 kPa man. (3 a 15 psig), de manera que el límite de presión inferior corresponde con el mínimo de la medición; permitiendo calibrar más fácilmente el instrumento y dejando el cero para detectar una fuga en el circuito de presión (Bolton, 2004; Creus, 2001).

Estos sistemas aún se encuentran en uso, al ser una técnica simple y exitosa comprobada durante muchos años (Johnson, 1984; Smith & Corripio, 1997). Según Altmann (2005) las ventajas de los sistemas neumáticos son: costo inicial del equipo bajo, diseño simple, poco afectados en ambientes corrosivos, facilidad de conexión con válvulas de control y seguridad en ambientes peligrosos. El inconveniente de las transmisiones neumáticas está en que la distancia reduce el tiempo de respuesta, limitando las señales a 300 m, además el mantenimiento es caro y son sensibles a vibraciones (Bolton, 2004; Creus, 2001).

### **2.4.2 Transmisión electrónica**

Existen muchos tipos de señales hoy en día; pero afortunadamente existen algunos pocos “estándares” para los sistemas de control. Las tres categorías principales de grupos de voltaje son las siguientes:

- Voltajes bajos: típicamente  $5 V_{DC}$  o menos.
- Voltajes medios:  $12 V_{DC}$ ,  $24 V_{DC}$ ,  $48 V_{DC}$ .
- Voltajes altos:  $120 V_{AC}$  o mayores, la mayoría de los voltajes AC

Los voltajes bajos son muy susceptibles a recibir interferencia mientras que los altos voltajes son propensos a causar la interferencia. El voltaje DC medio ( $24 V_{DC}$ ) tiende a estar entre los dos extremos y por esto que los  $24 V_{DC}$  es común en usos industriales. En el caso de las señales de corriente, la señal analógica más comúnmente utilizada hoy día es la de 4 a 20 mA. Se pueden encontrar módulos de entrada/salida analógicos y convertidores para todas las clases de voltajes y corrientes, pero 4 a 20 mA son ahora el estándar. Al ser corriente continua se elimina la posibilidad de captar ruido, por lo que sólo requiere de dos cables que no necesitan blindaje.

Las señales de corriente se prefieren sobre las señales de voltaje porque las primeras son independientes de la resistencia, bajo cierto límite. La caída de voltaje a través de los cables puede introducir un error en la señal que se envía cuando se utilizan señales de voltaje, mientras que con señales de corriente esto no ocurre (Creus, 2001, Johnson, 1984). Al igual que en los sistemas neumáticos, el valor mínimo de la señal permite detectar un corte en el cableado y calibrar más fácilmente, además de permitir distinguir mejor del ruido de la transmisión cuando la variable está en el nivel más bajo (Creus, 2001).

### 2.4.3 Transmisión digital

La señal digital consiste en una serie de pulsos en forma de *bits*, en código binario (unos y ceros). Un número digital siempre tiene determinada longitud que se mide en bits. Un solo byte tiene 8 bits y puede entonces almacenar  $2^8 = 256$  valores numéricos distintos, se dice entonces que posee una resolución de 8-bit. Un número digital de 16-bit puede almacenar  $2^{16} = 65536$  valores numéricos distintos (Creus, 2001). La transmisión digital se hace a través de cables de cobre, por fibra óptica o de manera inalámbrica. Para representar los unos y los ceros pueden utilizarse distintos métodos, los protocolos patentados por los fabricantes limitan la interoperabilidad de sus instrumentos.

La transmisión por fibra óptica se realiza utilizando LEDs (*Light Emitting Diodes*, diodos emisores de luz) o diodos láser que convierten una señal digital en pulsos de luz que viajan a través de la fibra y son detectados por fotodiodos o fototransistores en el otro extremo, entonces se convierten nuevamente en una señal eléctrica. Las ventajas de estos sistemas están en su inmunidad a las interferencias causadas por el ruido electromagnético, las señales pueden enviarse a distancias

mayores con menor pérdida de información, y las fibras además de ser más pequeñas y livianas que los cables de cobre son más inertes en áreas peligrosas (Bolton, 2004; Creus, 2001; Desjardins & Clot, 1983).

Como lo afirma Creus (2001), las comunicaciones digitales permiten manejar grandes cantidades de datos, aumentan la precisión unas diez veces respecto a las señales de 4 a 20 mA y permiten enviar varias variables en secuencia a través de un mismo cable de comunicaciones, en vez de una sola señal. El principal inconveniente de las transmisiones digitales es el hecho de no existir una normalización de las señales; mientras que los transmisores analógicos pueden intercambiarse con los de otras marcas, esto no es posible si son de señales digitales, ya que cada fabricante define su propio estándar de comunicación.



# Capítulo 3

## **Diseño del equipo, sistema físico**

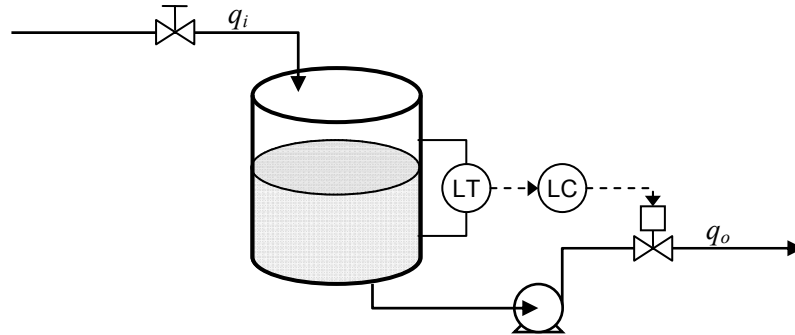
En el presente capítulo se describe la construcción del equipo básico para prácticas, la instrumentación utilizada, y el diseño de la interfaz física de comunicación basada a partir de un microcontrolador. En el capítulo siguiente se describe el diseño de los programas para la comunicación y control, complementos esenciales de la interfaz.

### **3.1 Variables a controlar**

Las variables a controlar se seleccionan utilizando varios criterios, entre ellos el equipo requerido, los servicios necesarios (electricidad, agua, vapor, aire comprimido), el costo de operación del equipo, el tamaño del equipo, ámbitos de trabajo de las variables y mucho más importante aún, la seguridad. La temperatura, el flujo volumétrico de un fluido y el nivel de líquido dentro de un tanque son variables comúnmente controladas en la industria. De las variables anteriores, quizá la variable más sencilla de ser controlada sea el flujo de líquido a través de una conducción modificada únicamente por la apertura de una válvula, así si el mismo no se ve afectado por variables como presión y temperatura o cuando la variación por éstas es despreciable, el nivel de dificultad para modelar el proceso es muy bajo, obteniéndose un modelo de primer orden con retardo.

El control de nivel de líquido de un tanque es quizá uno de los procesos más antiguos y representativos del control automático, es muy común encontrar un esquema sencillo como el mostrado en la Figura 3.1 en distintos textos especializados en control de procesos, y es que para este sistema el modelo matemático es de primer orden más integrador. La medición y control de la temperatura es fundamental en operaciones industriales y de laboratorio, dado que son pocos los procesos que no se ven afectados por esta variable, por ello la misma no se puede dejar de lado en un equipo destinado al uso práctico. A diferencia de las dos variables anteriores, la temperatura

presenta la particularidad de responder de manera más lenta, lo que la hace a su vez interesante para la práctica.



**Figura 3.1** Esquema de control de nivel de líquido en un tanque.

Aparte de la seguridad, el costo del equipo se presenta como la mayor limitación en la selección de variables e instrumentos, así por ejemplo, el uso de válvulas neumáticas de diafragma se descarta dado no sólo al costo de la válvula misma, sino también al de operación ya que requiere de un suministro de aire comprimido, seco y limpio. A diferencia, las válvulas de solenoide son mucho más económicas y sólo requieren de una fuente de energía adecuada, cuyo costo no es elevado; sin embargo, limitan la controlabilidad del proceso al ser elementos de dos posiciones. Los dos inconvenientes anteriores se resuelven con el uso de válvulas proporcionales de solenoide (PSV), las cuales tienen un costo relativamente bajo y su uso a escala de laboratorio es bastante conveniente por el tamaño pequeño de las mismas y por el hecho de controlar flujos bajos. El diseño especial del asiento de estas válvulas y una carrera variable son los que permiten un incremento o decremento proporcional del flujo de fluido a través de las mismas.

Las válvulas elegidas tienen un tamaño de orificio de 3,18 mm y un coeficiente de flujo de 0,24, con una capacidad de flujo máxima nominal de  $4,75 \times 10^{-5}$  m<sup>3</sup>/s (2850 ml/min) de agua basada en una presión diferencial de 69 kPa (10 psig), siendo las válvulas PSV con mayor capacidad disponibles. Su construcción es en acero inoxidable con anillos-O de Viton, permitiendo una temperatura máxima típica de 79 °C en su lado interno. Cuentan con conexiones de compresión de 6,4 mm (1/4"). Para la medición del flujo se utilizan tres medidores de flujo de microturbina de rueda tipo Pelton, marca McMillan. Los tres medidores funcionan en el ámbito de  $3,3 \times 10^{-6}$  a  $8,33 \times 10^{-5}$  m<sup>3</sup>/s (200 a 5000 ml/min) de agua y poseen una precisión de  $\pm 1,0\%$  sobre la escala total, la señal de salida es lineal con el flujo que se mide. Para aprovechar el ámbito de operación de estos medidores se utilizan válvulas manuales de 6,4 mm (1/4") de bronce como by-pass a las válvulas PSV. Los medidores de flujo están contruidos en Ryton, lo que limita la presión de operación a 690 kPa man.

(100 psig) a 20 °C, y utilizan anillos-O de Viton. El ámbito de temperatura del medio, de acuerdo con el fabricante, es de 5 a 50 °C. Las conexiones son de compresión de 9,5 mm ( $\frac{3}{8}$ "), para conectarlos con las válvulas PSV se utilizan reducciones de bronce y, como tubería, mangueras de polietileno de 9,5 mm ( $\frac{3}{8}$ ") diámetro externo.

Para la medición del nivel del líquido se utiliza un transmisor de presión económico marca Cole-Parmer con precisión de  $\pm 0,25\%$  sobre la escala total, con un ámbito de medición de 0 a 34,5 kPa man. (0 a 5 psig), compatible tanto para gases como para líquidos. La lectura del nivel de líquido se obtiene dado que la presión manométrica es función de la altura del líquido:

$$p = \rho \cdot g \cdot h \quad (3.1.1)$$

La densidad del líquido,  $\rho$ , puede considerarse como una constante igual a la densidad media, siendo pequeño el error dentro de un intervalo limitado de temperaturas, o puede corregirse con la temperatura. Se cuenta también con cinco interruptores de nivel tipo boya de montaje horizontal marca Madison Company, utilizados como alarmas de nivel alto y bajo. Son interruptores magnéticos (*Reed switch*) cuyo principio de funcionamiento es muy simple: la boya contiene un pequeño imán en un extremo y la espiga un par de láminas en su interior, éstas al encontrarse cerca del campo magnético del imán se unen, cerrando el circuito por el que fluye determinado voltaje o corriente, teniéndose así una lectura de encendido o apagado de acuerdo con la posición del interruptor, que puede colocarse para que sea *normalmente cerrado* (NC) o *normalmente abierto* (NO).

Se cuenta con una bomba centrífuga de 95 W ( $\frac{1}{8}$  hp) con succión de 25 mm (1") y descarga de 12 mm ( $\frac{1}{2}$ ") de diámetro. El tanque está formado por un cilindro de 20 cm de diámetro fabricado en acero inoxidable con una altura de 46 cm lo que permite una capacidad de hasta 0,012 m<sup>3</sup> (12 litros) hasta la línea de rebalse, con sus correspondientes acoples para la succión de la bomba en el fondo y una recirculación superior, así como dos líneas de entrada de líquido. Adicionalmente cuenta con las conexiones para los interruptores de nivel alto y bajo, y otra para el transmisor de presión en la parte inferior, una salida de desagüe en el fondo y una mirilla de nivel conformada por dos codos y una manguera transparente.

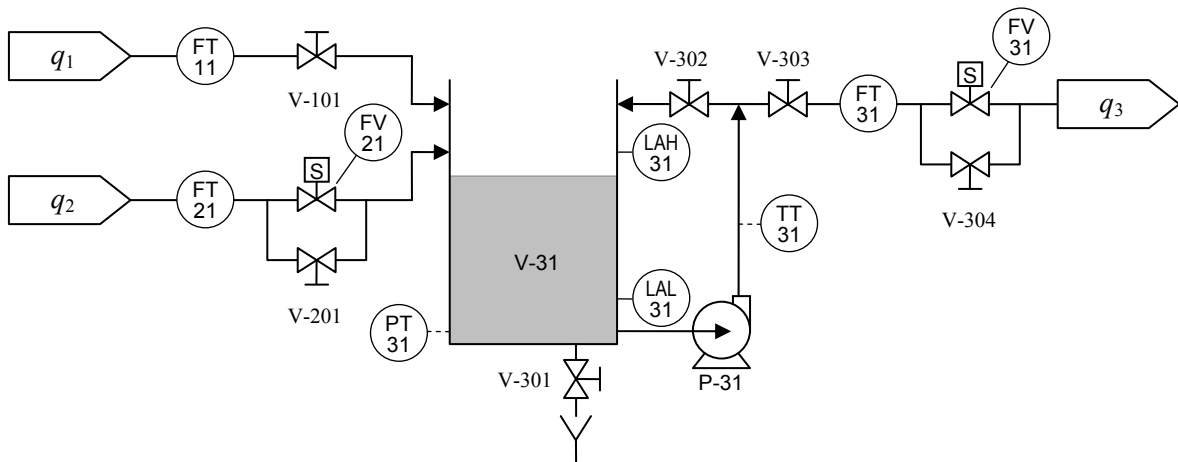
La temperatura de operación queda restringida al ámbito de 5 a 50 °C, limitada mayormente por la temperatura de trabajo de los medidores de flujo, por lo que para su medición se utiliza un transistor de silicio adaptado para tal fin y su correspondiente circuito de acondicionamiento, detallados en la sección 3.3.1. El sensor de temperatura se coloca en la línea de descarga de la

bomba antes de la recirculación. A falta de un equipo para el control de potencia eléctrica de un calentador resistivo o similar la solución más sencilla para el calentamiento consiste en utilizar un calentador sumergible y realizar el control de la temperatura por la mezcla de agua fría con el agua caliente; más adelante se detalla esta opción. En el Cuadro 3.1 se resumen los equipos utilizados en el presente proyecto.

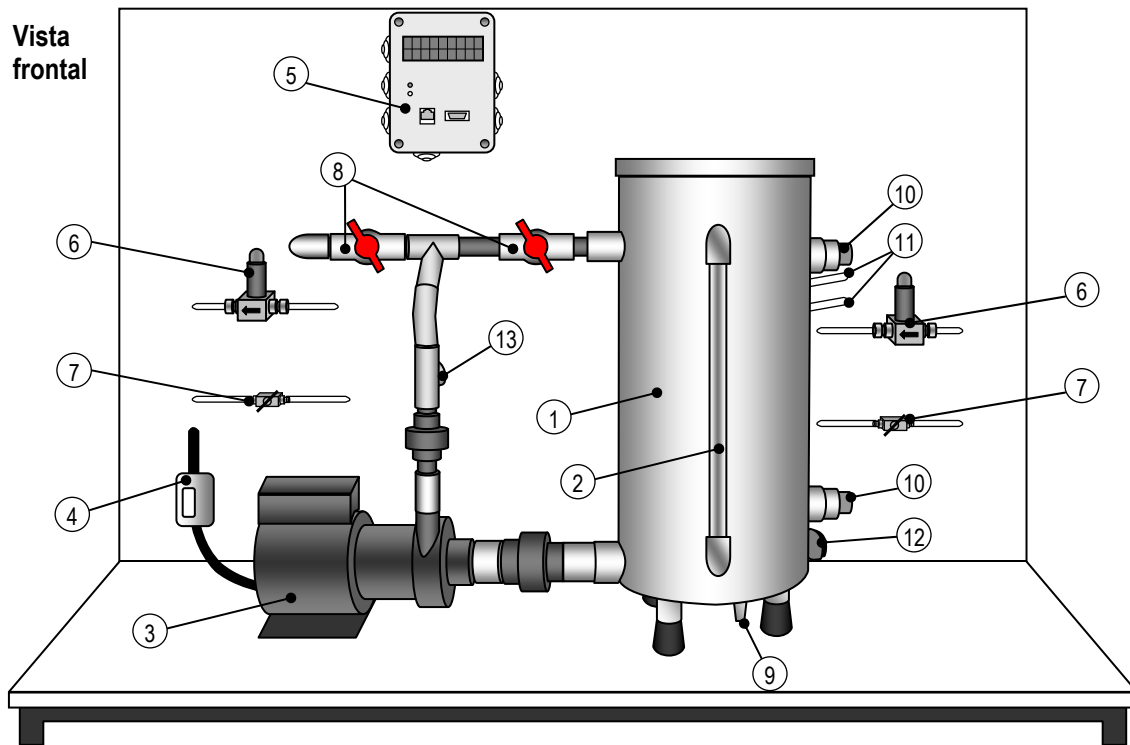
**Cuadro 3.1** Descripción de los equipos e instrumentos utilizados

Equipo / Instrumento	Fabricante	Modelo	Ámbito de operación	Nº Serie	Placa UCR
Válvula 1	Aalborg	PSV-5	$(0 - 4,75) \times 10^{-5} \text{ m}^3/\text{s}$	107145-1	---
Válvula 2	Aalborg	PSV-5	$(0 - 4,75) \times 10^{-5} \text{ m}^3/\text{s}$	123176-5	---
Medidor de flujo 1	McMillan	101-8	$(3,3 - 83,3) \times 10^{-6} \text{ m}^3/\text{s}$	12740	---
Medidor de flujo 2	McMillan	101-8	$(3,3 - 83,3) \times 10^{-6} \text{ m}^3/\text{s}$	12746	---
Medidor de flujo 3	McMillan	101-8	$(3,3 - 83,3) \times 10^{-6} \text{ m}^3/\text{s}$	12748	---
Sensor de presión	Cole-Parmer	68075-40	$(0 - 34,5) \text{ kPa man.}$	1105	---
Interruptor de nivel 1	Madison	M8700-C	g.e. > 0,60	---	---
Interruptor de nivel 2	Madison	M8700-C	g.e. > 0,60	---	---
Bomba centrífuga	March	AC-5C-MD	95 W (1/8 hp)	CC83631	124662
Calentador eléctrico de inmersión	Cole-Parmer	Ilegible	Ilegible	Ilegible	120754

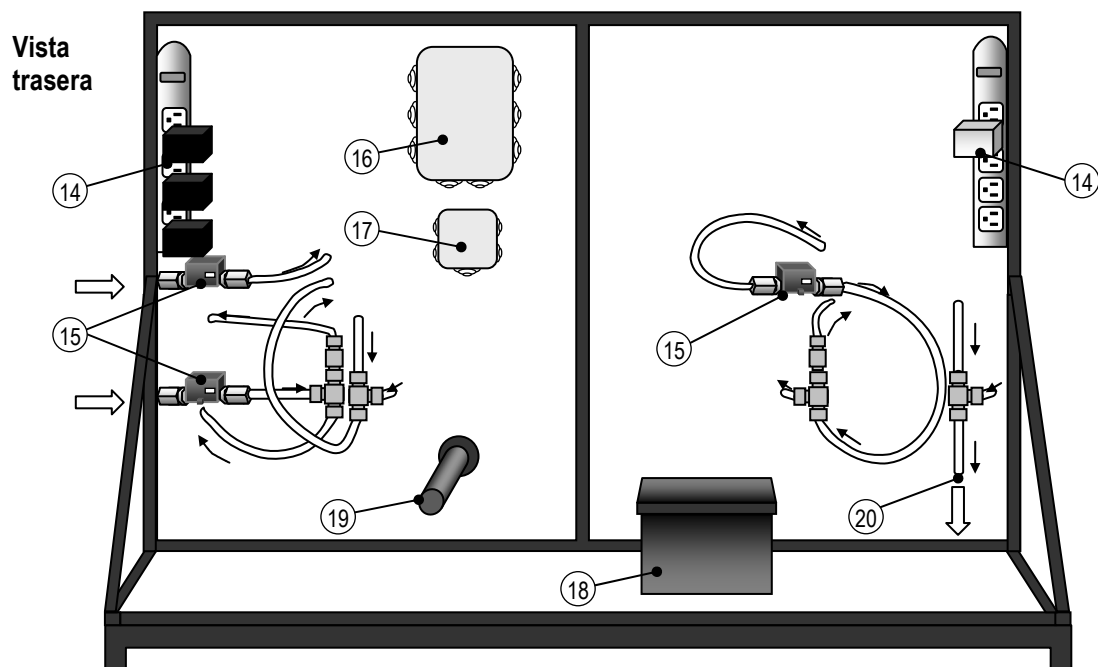
En la Figura 3.2 puede verse el diagrama de instrumentación del equipo y en la Figura 3.3 se muestra un diagrama en vista frontal y vista trasera del equipo donde se muestra más claramente la distribución física de los componentes. El equipo queda montado en un soporte de tamaño 1,10 m x 0,65 m x 0,75 m (ancho x largo x alto) construido con tubo cuadrado de 20 mm ( $\frac{3}{4}$ "), previendo una posible integración con el módulo Gunt de bombas centrífugas y caída de presión.



**Figura 3.2** Diagrama de instrumentación del equipo para prácticas de control de nivel, temperatura y flujo.

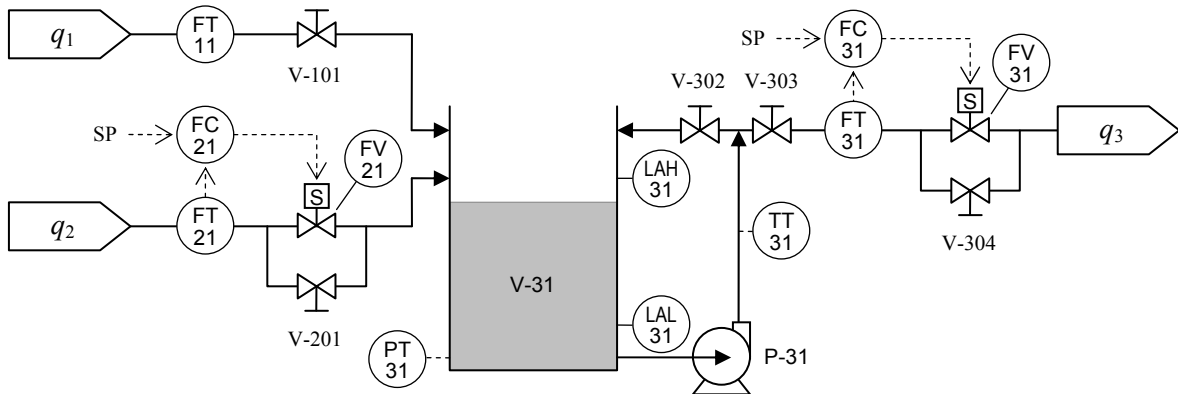


- |                            |                            |   |
|----------------------------|----------------------------|---|
| 1. Tanque                  | 8. Válvulas de bola PVC    | 14. Regletas / Transformadores                |
| 2. Mirilla de nivel        | 9. Válvula de purga        | 15. Medidores de flujo                        |
| 3. Bomba centrífuga        | 10. Interruptores de nivel | 16. Amplificador de presión y temperatura     |
| 4. Interruptor de la bomba | 11. Entradas de líquido    | 17. Amplificador de potencia                  |
| 5. Transmisor BERSAN-avr   | 12. Sensor de presión      | 18. Fuente de energía 30 / 12 V <sub>DC</sub> |
| 6. Válvulas PSV            | 13. Sensor de temperatura  | 19. Salida del rebalse                        |
| 7. Válvulas <i>by-pass</i> |                            | 20. Salida de líquido                         |



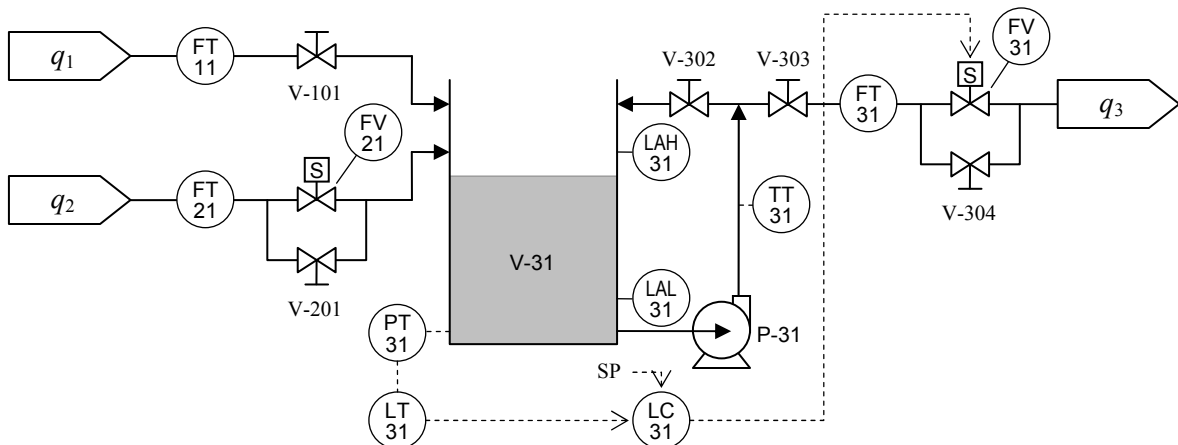
**Figura 3.3** Diagrama del equipo para prácticas de control de nivel, temperatura y flujo.

El control de flujo de agua puede realizarse tanto en la corriente de salida,  $q_3$ , como en la corriente de entrada inferior,  $q_2$  (Figura 3.4), ya que éstas son las que cuentan con válvulas de control. Los disturbios pueden deberse a la manipulación de las válvulas de *by-pass* o a variación en la presión de las líneas producidas por la manipulación de una válvula manual o algún otro.

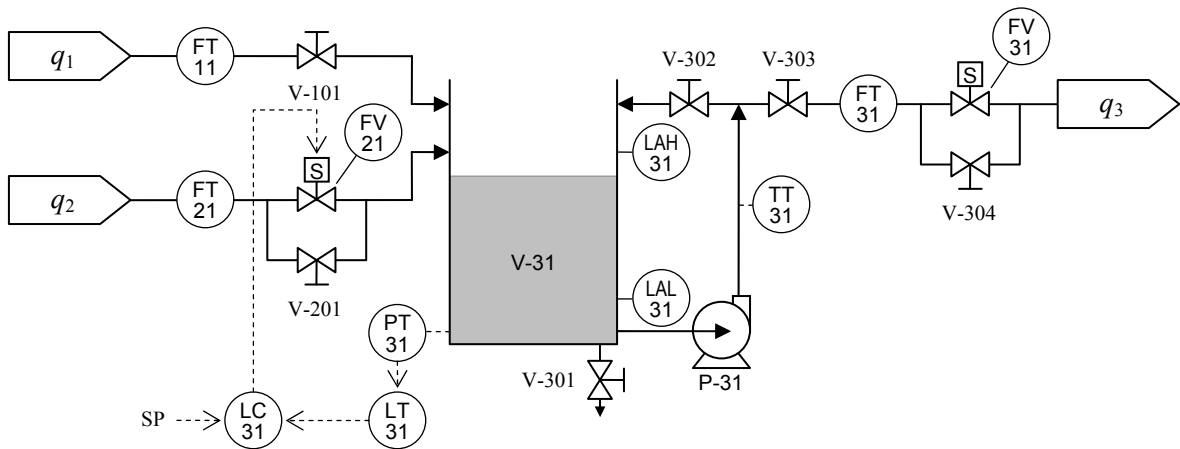


**Figura 3.4** Diagrama de control retroalimentado de flujo de agua de entrada y de salida.

Tanto la Figura 3.5 como la Figura 3.6 muestran dos opciones para realizar el control de nivel del líquido dentro del tanque. En el primer caso se manipula el flujo de salida, los disturbios pueden deberse a variación en los flujos entrada. En el segundo caso se manipula uno de los flujos de entrada, los disturbios pueden presentarse por la variación del flujo de salida o por cambios en la segunda entrada de líquido. Adicionalmente se puede utilizar la purga como salida de líquido, pero ésta no se mide; siendo un vaciado por gravedad, presenta otra opción frente al modelo de primer orden con integrador que se da cuando el flujo depende de la bomba.

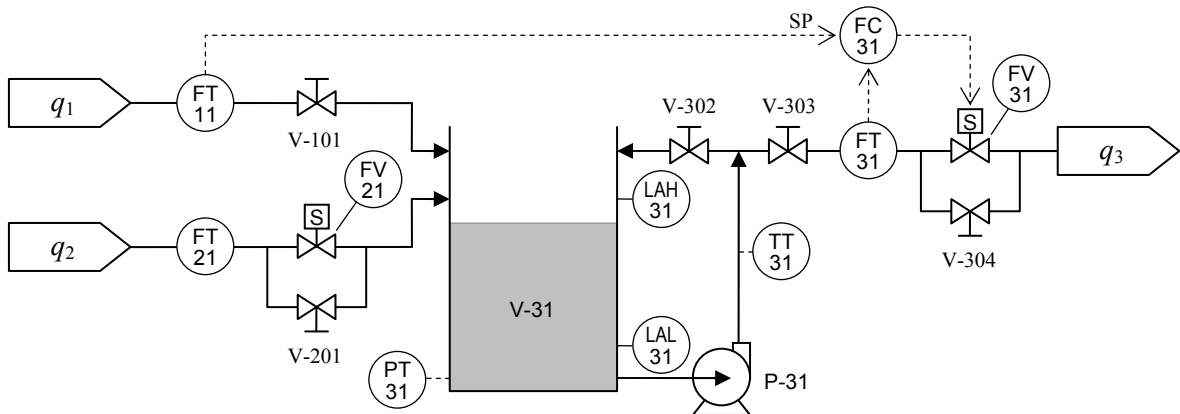


**Figura 3.5** Diagrama de control retroalimentado del nivel de agua en el tanque, manipulando el flujo de salida.



**Figura 3.6** Diagrama de control retroalimentado del nivel de agua en el tanque, manipulando el flujo de entrada.

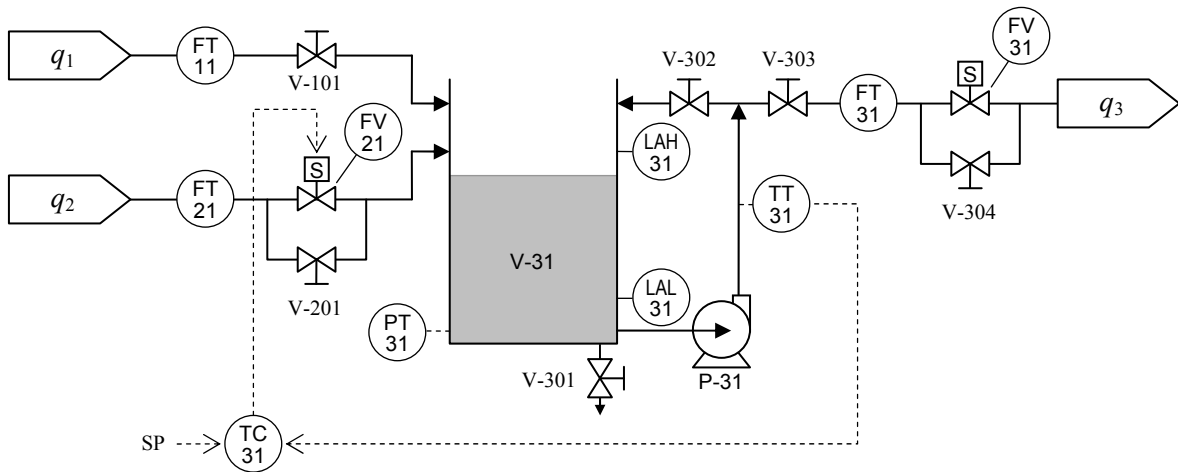
Un esquema interesante de control de nivel se presenta en la Figura 3.7, donde no se da retroalimentación de nivel, sino que el flujo de salida se iguala al flujo de entrada, en una forma de control adelantado. En este caso es de esperar que disturbios externos causen una variación en el nivel dentro del tanque.



**Figura 3.7** Diagrama de control adelantado del nivel de agua en el tanque, manipulando el flujo de salida, sin retroalimentación.

En la Figura 3.8 se muestra un lazo de control de temperatura. Se cuenta con dos opciones para el calentamiento del agua, la primera consiste en introducir un calentador sumergible dentro del tanque, y controlar la temperatura al manipular el flujo de entrada de agua fría. La segunda opción reside en utilizar un tanque externo con una bomba, en el cual se realice el calentamiento del agua utilizando ya sea el calentador sumergible o algún otro medio. El agua en calentamiento se puede mantener en recirculación y una derivación de la tubería alimenta el tanque principal con el

agua caliente. El control de la temperatura se realiza por la mezcla de la corriente de agua caliente con otra corriente de agua fría dentro del tanque principal, pudiendo medir ambas corrientes pero manipulando sólo una de ellas.



**Figura 3.8** Diagrama de control retroalimentado de temperatura de agua en el tanque, manipulando uno de los flujos de entrada.

### 3.2 Diseño del transmisor

Para mantener las variables del sistema en el valor deseado se requiere de un controlador que procese la señal de error y genere la acción debida, este controlador puede ser tanto analógico, como digital. Las ventajas de un controlador digital en comparación con uno analógico quedan aclaradas en el capítulo anterior. Ahora bien, la implementación del controlador digital se realiza mediante un computador personal ordinario, requiriendo de una interfase de comunicación con los sensores y actuadores. Para ello se diseña y construye el transmisor que realiza las operaciones de conversión analógico-a-digital y digital-a-analógica, partiendo de un microcontrolador AVR ATmega16.

El ATmega16 de la compañía Atmel es un microcontrolador que proporciona una solución sumamente flexible y rentable en muchas aplicaciones de control integradas. Además está soportado con extensas herramientas de desarrollo incluyendo: compiladores C, macro ensambladores, depuradores/simuladores de programas, emuladores en-circuito, y equipos de evaluación. Algunas de sus principales características son las siguientes:

- Microcontrolador AVR de 8-bits, de alto rendimiento, baja potencia
- Avanzada arquitectura RISC (computador de juego de instrucciones reducido)
- Rendimiento de hasta 16 millones de instrucciones por segundo a 16 MHz

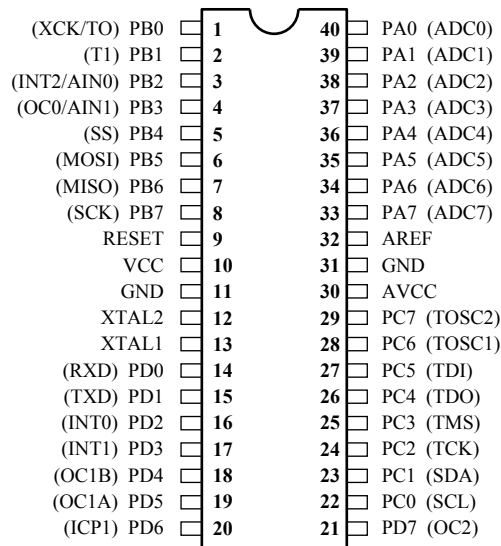


- Memoria no-volátil de programa y de datos
  - 16 kilobytes de memoria programable
  - 1 kilobyte SRAM (memoria estática de acceso aleatorio) interna
- Contador en tiempo real con oscilador separado
- Transmisor-Receptor Universal Síncrono Asíncrono (USART) serie programable
- Oscilador RC interno calibrado
- 32 entradas/salidas programables
  - 8 canales de conversión analógico-a-digital (ADC), de 10-bit
  - 4 canales de modulación de ancho de pulso (PWM)

Como puede verse, el AVR ATmega16 posee todo lo que se requiere para implementar un controlador digital aceptable (entradas y salidas, memoria, reloj y procesador); no obstante, los objetivos del proyecto implican la suficiente flexibilidad en la aplicación de distintos esquemas de control, o sea, poder plantear distintos lazos de control con el mismo equipo. Dada la limitada capacidad de memoria del microcontrolador, lo anterior significa el tener que borrar y cargar un nuevo programa cada vez que se realice un cambio en el esquema de control, es por esta razón que únicamente se utiliza para la conversión A/D y D/A, dejando el cálculo a un programa externo desde la PC, la cual tiene mayor capacidad de almacenamiento.

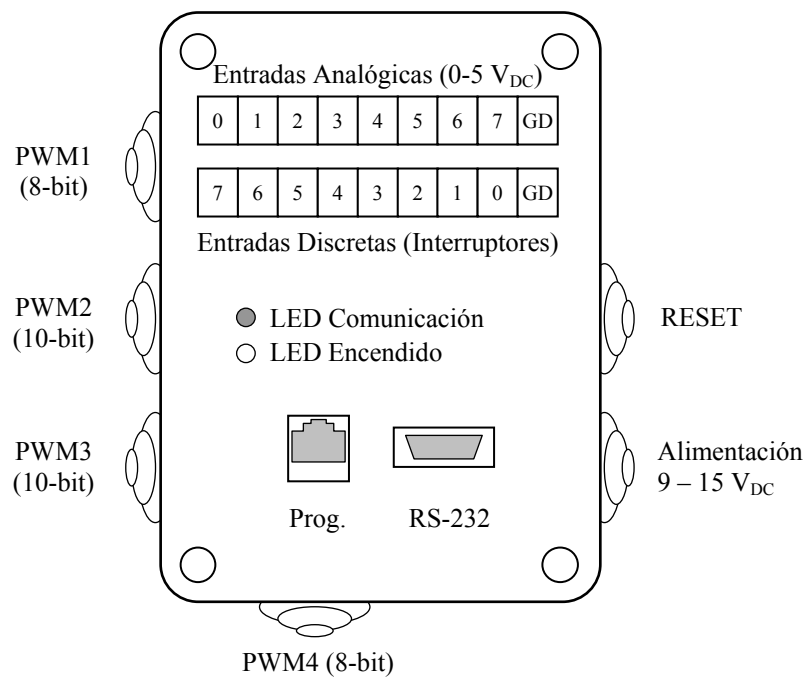
En la Figura 3.9 se muestra la distribución de los pines del ATmega16, esta distribución es casi idéntica a la mayoría de microcontroladores AVR con empaquetado de 40 pines, por lo que éstos también podrían utilizarse. Las diferencias, con respecto a otros microcontroladores de Atmel residen en los tamaños de la memoria, velocidad y periféricos (cantidad de canales PWM, por ejemplo).

El voltaje de alimentación al microcontrolador debe estar comprendido entre los 4,5 y 5,5  $V_{DC}$  y se conecta a través del pin 10 (VCC), el retorno o tierra se hace a través de los pines 11 y/o 31. Este microcontrolador puede trabajar a una frecuencia máxima de 16 MHz utilizando algún tipo de fuente de reloj externa (por ejemplo, un cristal de cuarzo o un resonador cerámico conectado a los pines 12 y 13), o hasta 8 MHz con su propio oscilador RC interno calibrado y sin requerir componentes externos adicionales. La frecuencia de operación del oscilador RC interno viene preestablecida de fábrica en 1 MHz; sin embargo, se le reprograman los “fuse bits” (registros permanentes que modifican el hardware) para así utilizar un cristal de cuarzo de 12 MHz disponible, de manera que se aumenta la velocidad de conversión Analógico-a-Digital, de procesamiento de los datos, de comunicación y de generación de pulsos.



**Figura 3.9** Distribución de terminales de un ATmega16-P. (Atmel, 2005, p. 2)

El microcontrolador y los componentes electrónicos adicionales, descritos más adelante, se montan sobre una placa de baquelita según el diseño mostrado en el Apéndice E.2. La placa se coloca en una caja plexo y el transmisor completo recibe el nombre BERSAN-avr; en la Figura 3.10 se muestra un diagrama del mismo señalando los puertos de conexión. Más adelante se detallan algunas de las partes principales del transmisor.

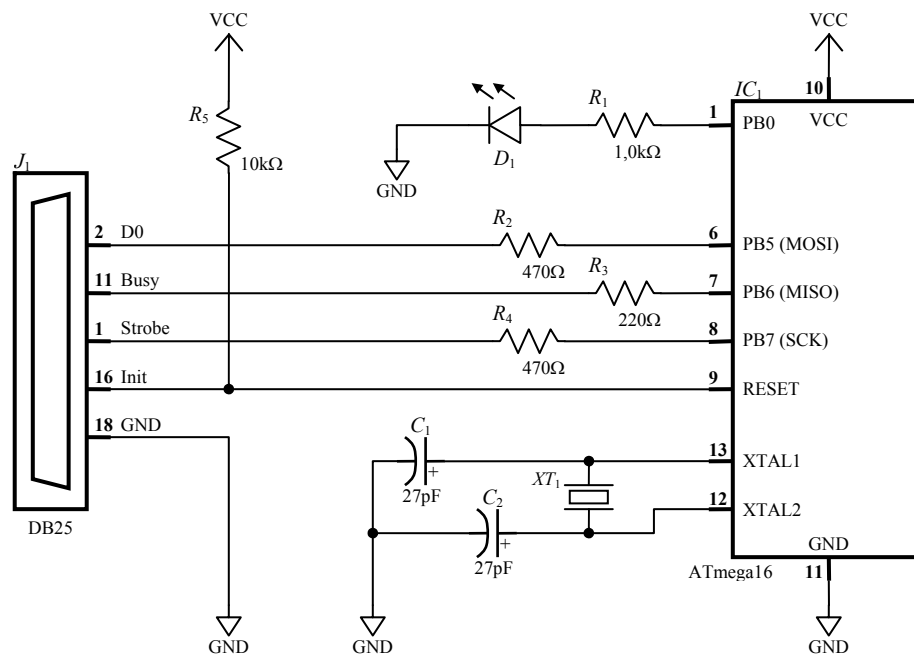


**Figura 3.10** Distribución de conexiones del transmisor BERSAN-avr.

Por disponibilidad, se utilizan conectores coaxiales del tipo RCA (audio) para las salidas de PWM, y conector de tipo adaptador de pared de espiga de 5,5 mm x 2,2 mm para la alimentación de energía, el botón de reseteo es un pequeño *switch* de tipo normalmente abierto.

### 3.2.1 Circuito de programación

Los microcontroladores AVR permiten la “programación en sistema” o ISP (*In-System Programming*). Esto significa que no es necesario extraer el microcontrolador de la placa del circuito para reprogramarlo, tan solo se requiere de un cable y un conector para comunicarlo con el puerto serie o paralelo del PC. Se implementa un circuito programador utilizando el puerto paralelo de la PC tal como lo explica Socher (2002). No existe un estándar para dicho programador conocido como “Programador Paralelo de Acceso Directo al AVR”, o DAPA por sus siglas en inglés, pero el mostrado en la siguiente figura funciona eficazmente.



**Figura 3.11** Diagrama esquemático del circuito programador paralelo de acceso directo al AVR (DAPA). (Adaptado de Socher, 2002)

Cabe señalar que el diodo LED  $D_1$  y la resistencia  $R_1$  no son parte del programador DAPA, solamente se utilizan para comprobar la programación del microcontrolador con un código sencillo, y se pueden conectar en cualquier otro de los 32 pines de entrada/salida disponibles. Así mismo, las resistencias indicadas en el diagrama anterior no son indispensables, sino que se utilizan como protección contra sobrevoltaje y se pueden reemplazar con resistencias de hasta 1 kΩ, tan sólo se

recomienda que el cable no exceda los 70 cm de largo para evitar la pérdida de señal (Socher, 2002). El cristal  $XT_1$  y los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  sólo se requieren luego de programar los “bits fusibles” del microcontrolador para uso del cristal externo ya que el programador funciona bien con el oscilador RC interno.

### 3.2.2 Circuito de comunicación

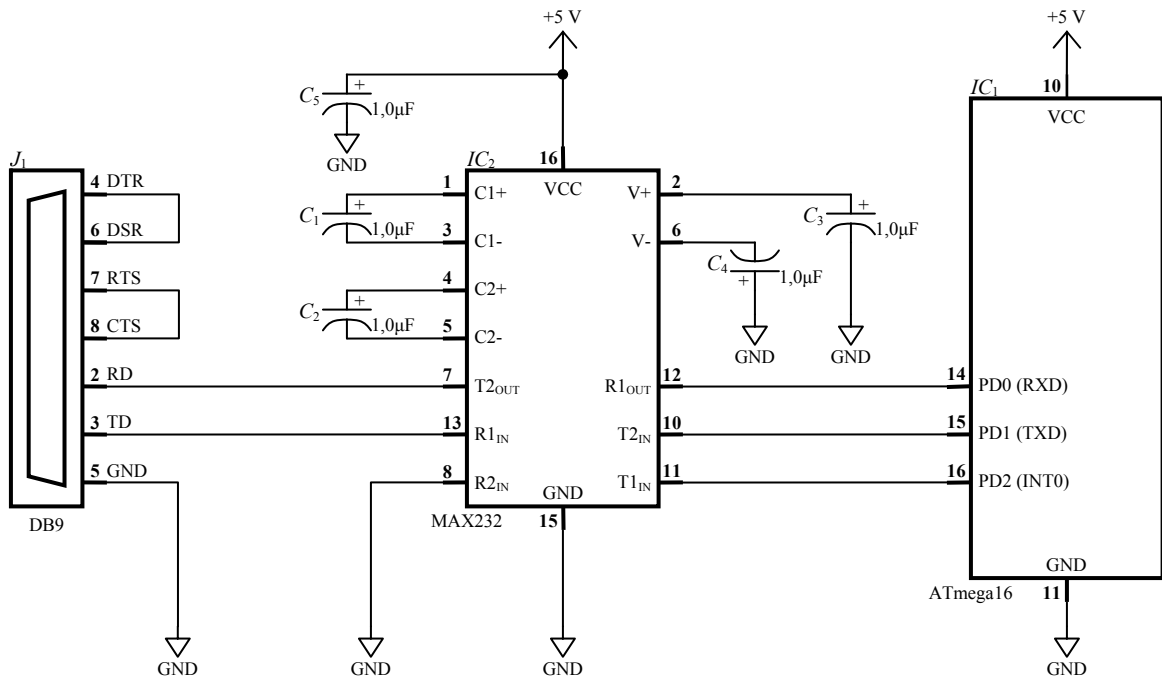
La comunicación entre el microcontrolador (transmisor) y el computador personal se realiza a través del puerto serie RS-232c, que está presente en la mayoría de los computadores de escritorio actuales y es una de las formas más comúnmente usadas para realizar transmisiones de datos en serie. El computador controla el puerto serie mediante un circuito integrado específico, llamado Transmisor-Receptor Asíncrono Universal o UART por sus siglas en inglés (Tropic, 2000).

El estándar RS-232c, o simplemente RS-232, se basa en un cambio en los niveles de voltaje, donde un pulso de +3 a +15V representa un valor “falso” (un cero lógico) y un pulso de -3 a -15V representa un valor “verdadero” (un uno lógico), comúnmente se utilizan señales de  $\pm 12$  V (Jack, 2005). Tal como lo mencionan Scott y Kagawa (2002), estos voltajes no son compatibles con los de un microcontrolador moderno como el AVR, los cuales son 0 V y +5 V; en otras palabras, el microcontrolador no puede conectarse directamente a un puerto RS-232 ya que puede dañarse, así que se requiere de algún circuito que acondicione estas señales. Afortunadamente no es necesario construir un circuito adaptador puesto que se puede adquirir un circuito integrado diseñado para tal fin, el más común es el MAX232 que es un estándar industrial con capacidad de comunicación de hasta 120 kbps. Este tipo de circuitos integrados poseen un rasgo muy útil, éstos generan los niveles de +12V y -12V a partir de un solo suministro de +5V utilizando *bombas de carga* internas. Una bomba de carga es un circuito que puede crear un alto voltaje a partir un voltaje bajo, a esta función se le llama a veces un “inversor de voltaje”. Para que funcionen las bombas de carga se requieren algunos condensadores externos que muestran en la Figura 3.12.

Para conectar el microcontrolador al computador personal se utiliza un conector D de 9 pines (DB-9), dado que es un conector muy común. Con este circuito y con la programación correcta el microcontrolador se puede comunicar a través de un programa como el HyperTerminal, incluido en Windows, o algún otro capaz de leer y escribir en los *búfer*<sup>2</sup> de recepción y de transmisión del puerto de comunicación, respectivamente. Para reducir los efectos del ruido eléctrico es recomendable no exceder de 15 m el largo del cable.

---

<sup>2</sup> En informática, un “búfer” es una ubicación de la memoria en una computadora o en un instrumento digital reservada para el almacenamiento temporal de información digital, mientras que está esperando ser procesada.



**Figura 3.12** Diagrama esquemático del circuito de comunicación en serie.

### 3.2.3 Conversión analógico-a-digital

El ATmega16 cuenta con un convertidor A/D (ADC) de aproximaciones sucesivas, con resolución de 10-bit. El ADC está conectado a un multiplexor analógico de 8 canales, el cual permite 8 entradas de voltaje de punta común. Las entradas de voltaje de punta común son referidas a 0 V (GND). El ADC contiene un circuito de muestreo y retención, que asegura que el voltaje de entrada al ADC mantiene un nivel constante durante la conversión.

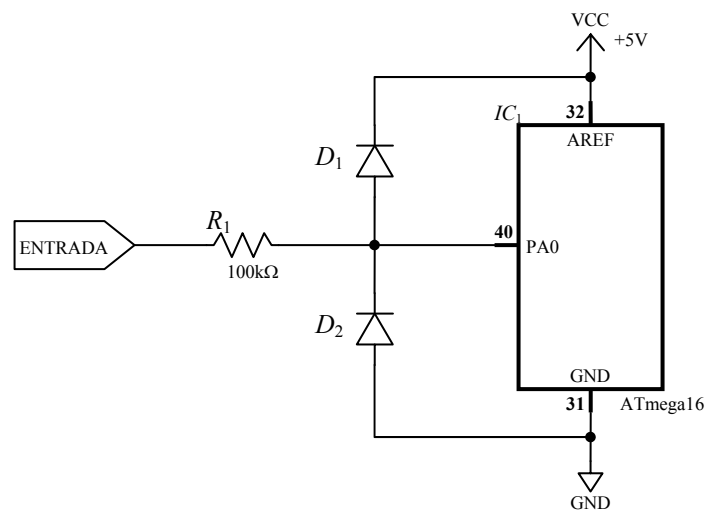
Los convertidores A/D de aproximaciones sucesivas tienen un tiempo de conversión fijo que no depende del valor de la entrada analógica. Este tipo de convertidor utiliza un registro con lógica de control que modifica el contenido del registro bit a bit hasta que los datos del registro son el equivalente digital de la entrada analógica. Es por esto que los convertidores de aproximaciones sucesivas tienen tiempos de conversión muy rápidos, su uso en aplicaciones de sistemas con adquisición de datos permite que se adquieran más valores de datos en un intervalo de tiempo dado. Para el ATmega16 los tiempos de conversión A/D son de entre 13 y 260  $\mu$ s, de acuerdo con las especificaciones del fabricante.

Las terminales de entrada del ATmega16 están optimizadas para señales analógicas con una impedancia<sup>3</sup> de salida de aproximadamente 10 k $\Omega$  o menos, por lo que tenderán a medir ruido

<sup>3</sup> Impedancia: Oposición de un circuito al paso de una corriente alterna (Carr, 1987).

eléctrico del ambiente siempre y cuando no se encuentren conectadas a alguna señal. Para evitar este inconveniente se conectan a la tierra común a través de resistencias de 10 k $\Omega$ . Además de esto, los microcontroladores son dispositivos electrónicos delicados y solamente pueden medir voltajes dentro de un cierto ámbito; los voltajes fuera de este ámbito pueden dañar de manera irreversible al microcontrolador. Para proteger el microcontrolador y los convertidores A/D contra voltajes inaceptables Scott y Kagawa (2002) recomiendan utilizar un circuito similar al mostrado en la Figura 3.13.

Los diodos solo conducen la corriente en la dirección de la flecha. Si el voltaje de la señal de entrada se encuentra entre GND y AREF, la señal puede pasar a través del microcontrolador sin cambio. Si por el contrario, la señal de entrada es muy alta, el diodo superior conducirá y acortará la señal dirigiendo el exceso hacia la terminal AREF. Si la señal se vuelve negativa, el diodo inferior conducirá y acortará la señal conduciendo el resto hacia la terminal GND. Esta es la versión ideal de lo que sucede, en la realidad los diodos se vuelven conductores hasta que se exceda el voltaje o corriente de apertura de éstos, es decir, la entrada sólo será truncada cuando se encuentre ligeramente afuera del ámbito aceptable. El fabricante del ATmega16, indica valores máximos absolutos desde (GND - 0,5 V) hasta (VCC + 0,5 V), por tanto si se utilizan diodos de germanio de 0,2 V de apertura, el microcontrolador no tendrá problemas.



**Figura 3.13** Circuito de protección contra voltajes inaceptables en las entradas analógicas. (Scott & Kagawa, 2002)

La figura anterior es un diagrama simplificado que muestra la protección para un sólo canal ADC. Por cada canal utilizado se requieren entonces dos diodos y una resistencia, esto consume mucho espacio en la placa del circuito y complica las conexiones, por lo que el transmisor de este

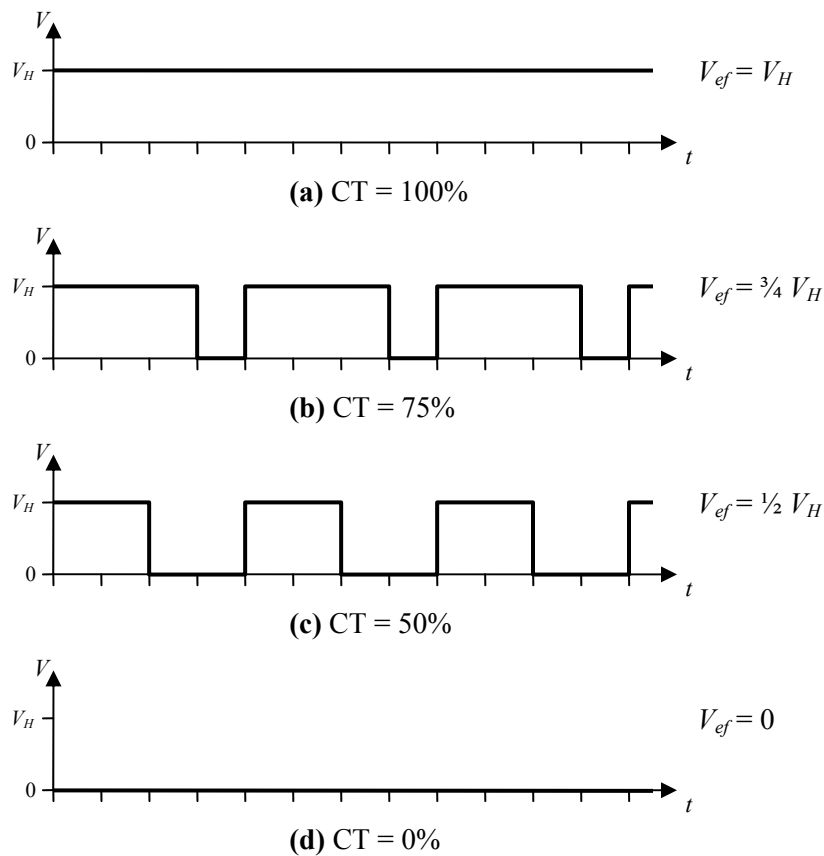
proyecto no cuenta con los diodos inferiores, sino que en su lugar se encuentran las resistencias de 10 k $\Omega$  detalladas anteriormente para la eliminación del ruido. La resistencia  $R_1$  debe proteger al AVR en caso de un accidente eléctrico, Scott y Kagawa (2002) sugieren el uso de una resistencia de 100 k $\Omega$  para un microcontrolador AVR AT90S8535; sin embargo, la impedancia de un ATmega16 no permite que se de una lectura de voltaje en estas condiciones, por lo que  $R_1$  se sustituye por una resistencia de 220  $\Omega$ , que sí permite una lectura adecuada.

La corriente máxima absoluta permitida por pin de entrada/salida del ATmega16 es de 40,0 mA, por lo tanto la resistencia de 220  $\Omega$  provee protección en caso de aplicarse un voltaje mayor a los 5 V en alguno de los pines, hasta 8,8 V aproximadamente; no obstante, esta situación debe evitarse en todo momento, ya que de presentarse puede dañar el único conversor A/D del microcontrolador y con ello perderse totalmente la capacidad de lectura de señales.

### 3.2.4 Conversión digital-a-analógica

El microcontrolador solamente puede producir señales de salida digitales, con valores de voltaje fijos donde el valor bajo corresponde al voltaje de tierra común, GND, y como valor alto el voltaje de alimentación, VCC. Afortunadamente, para obtener distintos valores de voltaje existe un método llamado *modulación por ancho de pulso* o PWM, por sus siglas en inglés, el cual consiste en producir una señal de salida de voltaje analógica equivalente al variar el ancho, pero no la amplitud, de un tren de pulsos de voltaje. Para obtener un voltaje analógico entre el mínimo y el máximo, el voltaje se enciende y se apaga rápidamente para producir un voltaje efectivo. La salida es una onda cuadrada de voltaje a una alta frecuencia. El ciclo de trabajo (CT) de la onda determina el voltaje efectivo de la salida, el cual es la amplitud máxima por el porcentaje de tiempo que la señal se mantiene encendida, esto se ilustra en la Figura 3.14, donde  $V_H$  representa el valor de voltaje de salida del microcontrolador.

En el primer caso (Figura 3.14a) cuando el ciclo de trabajo es del 100%, el voltaje se mantiene siempre en su valor alto y por tanto  $V_{ef} = V_H$ . Cuando el ciclo de trabajo es del 50% (Figura 3.14c), el voltaje está activo durante el mismo tiempo en que se encuentra apagado,  $V_{ef} = \frac{1}{2} V_H$ . Si el voltaje se mantiene siempre en el valor mínimo (Figura 3.14d), el ciclo de trabajo es 0% (Jack, 2005). Para filtrar la alta frecuencia de la salida del controlador y generar una verdadera señal continua se suele utilizar un filtro R-C, es decir, una resistencia y un capacitor; sin embargo, esto no es requerido para las válvulas PSV ya que pueden trabajar con una señal de PWM de alta frecuencia sin necesidad de un filtro. Lo que se requiere entonces es amplificar el voltaje hasta los valores de trabajo de las válvulas PSV, esto se explica en el apartado siguiente.



**Figura 3.14** Señales por modulación por ancho de pulso, PWM. (Jack, 2005)

### 3.3 Acondicionamiento de señales

Los medidores de flujo operan de  $3,3 \times 10^{-6}$  a  $8,33 \times 10^{-5} \text{ m}^3/\text{s}$  (200 a 5000 ml/min) y cuentan con su propio acondicionador de señal con un ámbito de salida de 0 a 5 V, por lo tanto se conectan directamente al transmisor BERSAN-avr sin ningún tipo de tratamiento. Los interruptores de nivel bajo y alto son simples elementos digitales y no requieren mayor cuidado. El sensor de presión para medir el nivel, los sensores de temperatura y las válvulas de solenoide proporcionales sí requieren cierto acondicionamiento.

En las aplicaciones requeridas para este proyecto se utiliza un amplificador operacional LM324, que consiste en 4 amplificadores operacionales en un mismo circuito integrado. Este tipo de amplificador operacional puede operar con alimentación simple o con alimentación simétrica. La alimentación simple consiste en alimentar con voltaje positivo y tierra solamente (p.e. +32 V). La tensión simétrica consiste en alimentar el circuito con un voltaje positivo y un voltaje negativo, con la misma magnitud pero de signos contrarios (p.e.  $\pm 16 \text{ V}$ ). La elección entre alimentación simple o simétrica reside en lo que se desea obtener en la salida: si en la salida se requiere obtener voltajes

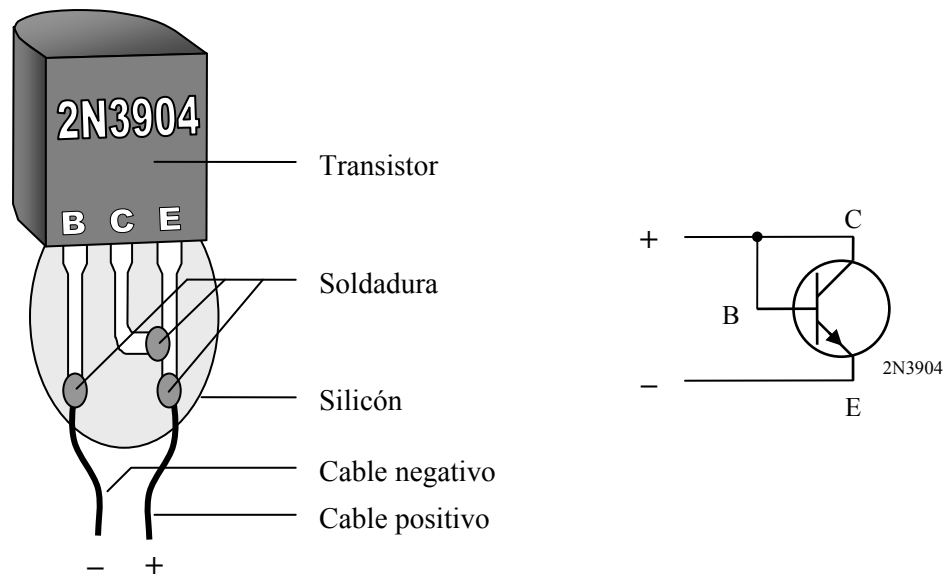


positivos y negativos, se tendrá que usar la alimentación simétrica, si solo se requiere obtener voltajes positivos se puede usar alimentación simple, que es el caso que compete a este trabajo. Ni las entradas ni las salidas del operacional podrán sobrepasar los límites marcados por la alimentación, es decir, si se alimentan con +12 V no es posible obtener +15 V a la salida.

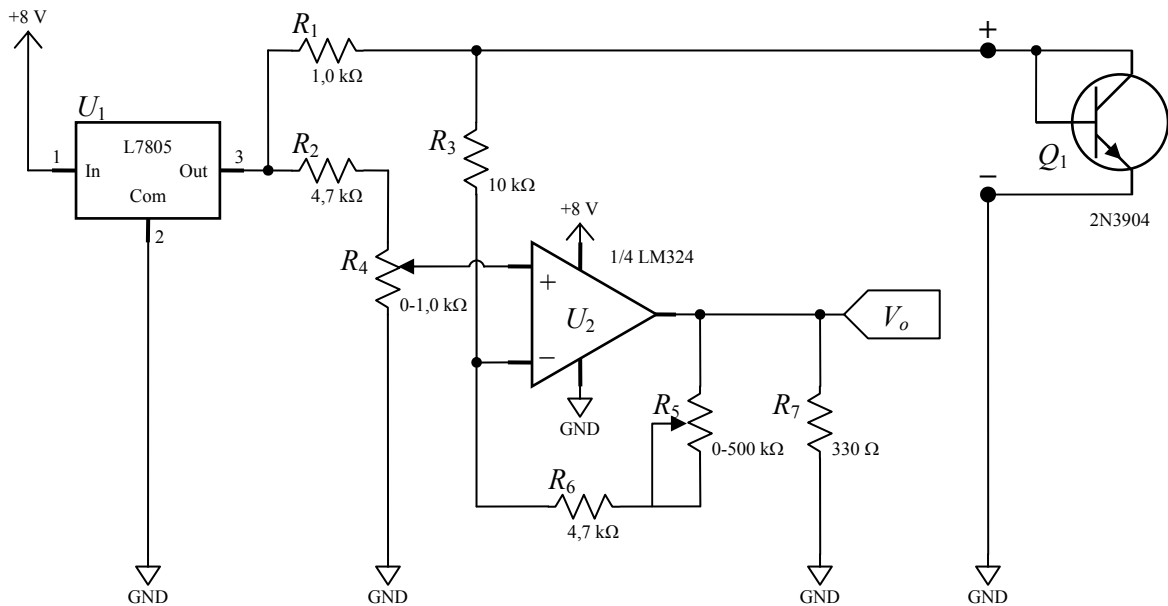
### 3.3.1 Sensor de temperatura

Los termopares son los sensores de temperatura más ampliamente utilizados, lamentablemente se requiere de un amplificador de alta impedancia de entrada o amplificador de instrumentación. Los termistores son baratos y fáciles de encontrar, pero su respuesta no es lineal, con lo que el circuito electrónico se complica mucho para la mayor parte de las aplicaciones. Afortunadamente se puede construir un termómetro electrónico muy económico utilizando un diodo o transistor como sensor, tal como en la referencia “Sonda de temperatura” (2000). Para facilitar la construcción se utiliza un transistor en encapsulado plástico TO-92 puentado para que funcione como diodo, porque en este tipo de encapsulado todas las patillas salen por el mismo lado, por lo que impermeabilizar la unión es bastante más sencillo.

En la Figura 3.15 se detalla claramente la construcción del sensor de temperatura. En concreto se utiliza el transistor 2N3904, un transistor NPN de baja potencia, pero éste puede ser reemplazado por cualquier otro transistor de baja o mediana potencia. Una vez que se han impermeabilizado las juntas, el transistor puede sumergirse en el agua sin ningún inconveniente.



**Figura 3.15** Montaje del sensor de temperatura utilizando un transistor de encapsulado TO-92. (Adaptado de “Sonda de temperatura”, 2000)



**Figura 3.16** Diagrama del circuito acondicionador del termómetro electrónico. (Adaptado de “Sonda de temperatura”, 2000)

La figura anterior corresponde al circuito de acondicionamiento del sensor de temperatura. El principio de funcionamiento es el siguiente, como se menciona anteriormente el sensor se basa en la constante de temperatura de un semiconductor de silicio, esta constante es aproximadamente de  $-2,2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ . El transistor se mantiene alimentado por una corriente constante a través de la resistencia  $R_1$ , de  $1 \text{ k}\Omega$ , la corriente que circula por él se calcula a partir de la Ley de Ohm:

$$I_d = \frac{V_1 - V_d}{R_1} \tag{3.3.1}$$

donde,

$I_d$  = Corriente que circula por el transistor (sensor),

$V_1$  = Voltaje de salida del regulador  $U_1$ , se asume que es constante con valor de  $5,0 \text{ V}$

$V_d$  = Caída de tensión en el transistor, a temperatura ambiente es aproximadamente  $0,7 \text{ V}$

Lo que resulta en un valor de  $4,3 \text{ mA}$ . El amplificador operacional  $U_2$  invierte el sentido del cambio y amplifica la diferencia. Aplicando la ecuación (2.1.1) y agrupando algunos términos, el voltaje a la salida es

$$V_o = (a+1)V_p - a \cdot V_d \tag{3.3.2}$$

donde  $V_p$  corresponde al voltaje en la entrada no-inversora del amplificador operacional  $U_2$  y  $a$  la ganancia de amplificación del amplificador inversor dada por:

$$a = \frac{R_5 + R_6}{R_3} \quad (3.3.3)$$

Al ser lineal la variación del voltaje del transistor con la temperatura se puede expresar como el voltaje a 0 °C,  $V_z$ , más la constante de temperatura,  $k$ , por la temperatura.

$$V_d = V_z + k \cdot T \quad (3.3.4)$$

Sustituyendo la ecuación (3.3.4) en la (3.3.2) el voltaje de salida del amplificador es:

$$V_o = (a+1)V_p - a \cdot (V_z + k \cdot T) \quad (3.3.5)$$

En el cuadro siguiente se muestran los valores de ajuste del acondicionador del termómetro electrónico para un ámbito de 0 a 50 °C, según los valores teóricos característicos de un transistor de silicio.

**Cuadro 3.2** Valores de ajuste estimados del acondicionador de temperatura para la medición en el intervalo de 0 a 50 °C

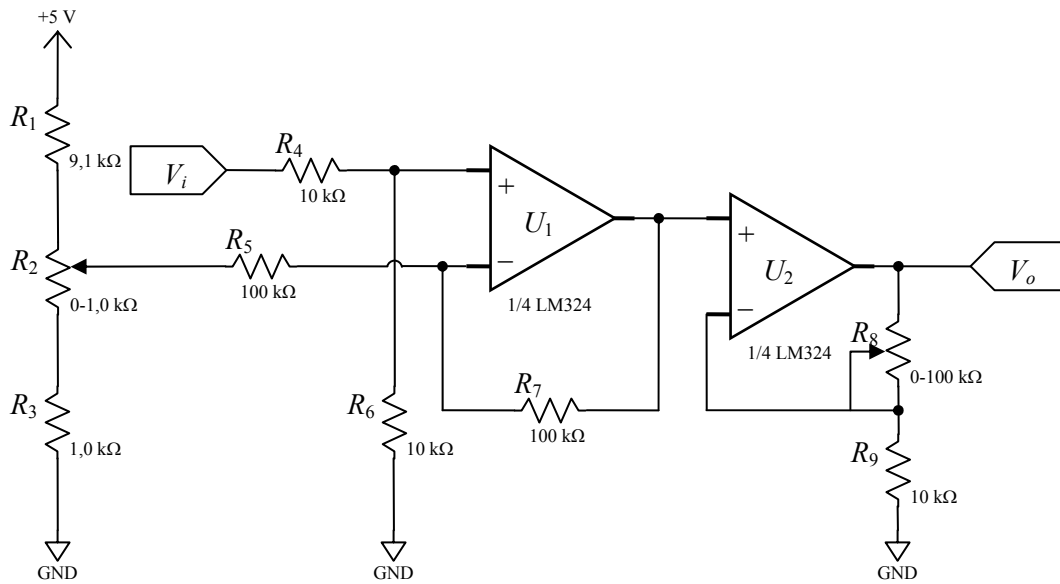
Parámetro	Valor
Constante teórica de temperatura del transistor, $k$ (mV/°C)	-2,2
Voltaje teórico del diodo a 20 °C, $V_d$ (V)	0,7
Valor de ajuste teórico del potenciómetro $R_5$ , $R_5$ (kΩ)	449,3
Voltaje de ajuste de la entrada no-inversora, $V_p$ (V)	0,728

Debe ajustarse el potenciómetro  $R_4$  hasta obtener el valor de voltaje indicado en el cuadro anterior en la entrada no-inversora y el potenciómetro  $R_5$  en el valor señalado. La resistencia  $R_7$  de 330 Ω del diagrama se utiliza para cortocircuitar la salida del amplificador y limitarla a +5,5 V como máximo, evitando un sobrevoltaje que dañe al microcontrolador.

### 3.3.2 Transmisor de nivel de líquido

La salida del transmisor de presión que se encuentra entre 0,5 y 5,5 V, permitiendo el cero para detectar un fallo en el equipo o cableado. Sin embargo, al igual que el resto de los sensores, se

prefiere acondicionarla para que se encuentre en el ámbito de 0 a 5 V a fin de aprovechar la resolución máxima del convertidor A/D del ATmega16. Esto requiere, en primer lugar, ajustar el cero del sensor para desplazar la señal de salida hasta 0 V<sub>DC</sub> cuando se encuentra a la presión mínima. En segundo lugar, se requiere amplificar la señal en un factor alrededor de 8 veces, debido a que la presión máxima esperada por el nivel del agua en el tanque es de unos 4,5 kPa man. (0,65 psig), o sea un 13% del ámbito del sensor. Para éste propósito se plantea el circuito mostrado en la Figura 3.17.



**Figura 3.17** Diagrama del circuito acondicionador para la medición de nivel de líquido.

Como puede verse, el primer amplificador,  $U_1$ , se encuentra como un amplificador restador con ganancias unitarias de modo que la salida sea la diferencia entre el voltaje  $V_i$  que ingresa por la entrada no-inversora (voltaje de salida del transmisor de presión) menos el voltaje en la entrada inversora,  $V_z$ .

$$V_{o,U1} = \left(1 + \frac{R_7}{R_5}\right) \left(\frac{R_6}{R_4 + R_6}\right) \cdot V_i - \left(\frac{R_7}{R_5}\right) \cdot V_z \quad (3.3.6)$$

$$V_{o,U1} = V_i - V_z \quad (3.3.7)$$

El potenciómetro  $R_2$  se utiliza junto con las resistencias  $R_1$  y  $R_3$  para dividir el voltaje y obtener los 0,5 V necesarios para  $V_z$  en la entrada inversora, con lo cual se ajusta el cero del

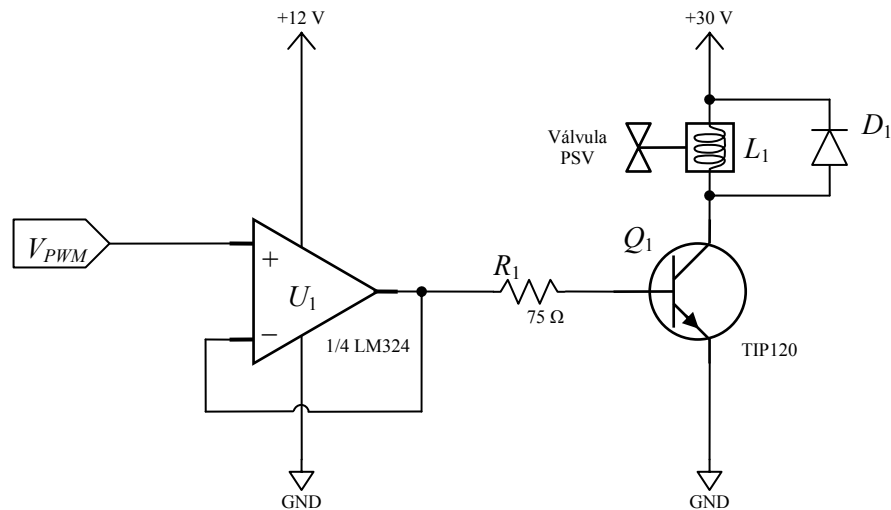
transmisor. Un segundo amplificador no-inversor,  $U_2$ , amplifica el voltaje de salida de  $U_1$  en un factor variable entre 1 y 11, establecido por el ajuste en el potenciómetro  $R_8$ , como puede verse en la siguiente ecuación:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_8}{R_9}\right) \cdot V_{o,U1} \quad (3.3.8)$$

Como un circuito integrado LM324 posee cuatro amplificadores operacionales, el circuito acondicionador del termómetro electrónico y el de amplificación de nivel se montan en una misma placa y se duplica el acondicionador del termómetro electrónico, quedando la posibilidad de conectar un nuevo sensor de temperatura (basado en transistor). Finalmente la placa se monta en una nueva caja plexo, independiente de la del transmisor BERSAN-avr, que corresponde al punto 16 en la Figura 3.3, mientras que el circuito amplificador de potencia se monta en una tercera caja plexo señalada como el punto 17 de la misma figura.

### 3.3.3 Amplificador de potencia

Las dos válvulas PSV operan con señales de 0 a 30 V<sub>DC</sub> y requieren una corriente máxima de 400 mA. Para que las válvulas PSV operen adecuadamente se requiere una señal de 0 a 30 V, en vez de la señal de 0 a 5 V que se genera mediante el PWM, y que además provea la cantidad suficiente de corriente requerida por las válvulas. Para ello se construye una fuente de voltaje de 30 V y se utiliza un circuito como el mostrado en la Figura 3.18.



**Figura 3.18** Circuito de amplificación de potencia de las señales de salida.

La fuente de  $30 V_{DC}$  se construye a partir de un transformador de  $110 V_{AC}$  a  $24 V_{AC}$ . El voltaje de salida del transformador se rectifica con un puente de diodos y con el uso de capacitores y un regulador de voltaje se intenta llevar hasta los  $30 V_{DC}$ . Si bien no produce los  $30 V_{DC}$  sino unos  $28 V_{DC}$ , esto no tiene gran repercusión en el funcionamiento de las válvulas PSV. El diagrama esquemático de la fuente puede verse en el Apéndice E.1.

La amplificación de potencia la lleva a cabo un transistor de mediana potencia TIP120 ( $Q_1$  en la Figura 3.18). El transistor es un dispositivo electrónico empleado como amplificador de corriente y de voltaje. Los materiales más comúnmente empleados son el silicio y el germanio, en los cuales son agregadas las impurezas. El transistor bipolar es el más común de los transistores, consiste de tres capas: las capas superior e inferior, llamadas *emisor* y *colector* son de un tipo de semiconductor, mientras que la del medio, llamada *base* es de otro tipo de semiconductor. La acción del transistor es tal que si el potencial eléctrico en los segmentos es determinado correctamente, una pequeña corriente entre el emisor y la base produce una gran corriente entre el emisor y el colector, produciéndose así la amplificación de corriente (Amos & James, 2000).

Puesto que la corriente máxima absoluta de salida por pin del ATmega16 está limitada a  $40,0 \text{ mA}$  y la suma de todas las entradas/salidas no debe exceder los  $200 \text{ mA}$ , se hace necesario amplificar la potencia del voltaje de salida generado por PWM antes de alimentarlo al transistor. Para ello se utiliza el amplificador operacional  $U_1$ , uno de los cuatro amplificadores de un LM324, el cual se conecta como seguidor de voltaje. Mediante el TIP120 la señal de  $0$  a  $5 \text{ V}$  se amplifica hasta los  $30 \text{ V}$  requeridos por el actuador de solenoide de la válvula, representado por  $L_1$  en el diagrama. Debido a que el solenoide se comporta como una inductancia, se coloca un diodo en paralelo con la carga inductiva como protección contra sobrevoltaje, ya que las inductancias presentan un fenómeno que produce un pico de voltaje cuando se corta el suministro de corriente, el cual dañaría irreversiblemente al transistor  $Q_1$ .

# Capítulo 4

## Diseño del programa de control (software)

El transmisor que se describe en el capítulo anterior, cumple con la función de conectar los distintos equipos de medición y de acción con un ordenador personal (PC). Sin embargo, éste equipo carece de utilidad sin un código de instrucciones adecuado cargado en su memoria interna, tanto para la adquisición de datos como para la comunicación con el PC. Además se requiere de un segundo programa, ejecutado por el PC, que dirija las acciones del transmisor y procese los datos recibidos. Este último es el que funciona como controlador y como interfaz entre el usuario y el transmisor.

### 4.1 Elección del lenguaje de programación

Existen distintos lenguajes de programación hoy en día. Según Hernández (s.f.) estos se clasifican en las siguientes categorías:

#### *A. Lenguaje de máquina*

Es el sistema de códigos directamente interpretable por una máquina, constituidos únicamente por *unos* y *ceros*, y que controlan sus circuitos internos. Este lenguaje está compuesto por un conjunto de instrucciones que determinan acciones a ser tomadas por la máquina. Un programa de computadora consiste en una cadena de estas instrucciones de lenguaje de máquina (más los datos). Estas instrucciones son usualmente ejecutadas en secuencia, con eventuales cambios de flujo causados por el propio programa o evento. Casi ningún programa en la actualidad se escribe en lenguaje de máquina por dos razones importantes: primero, porque el lenguaje de máquina es muy complicado para trabajar, y segundo, porque la mayoría de microprocesadores tienen sus propios repertorios de instrucciones. Así un programa escrito en lenguaje máquina para un computador no puede ser ejecutado en otro de distinto tipo sin modificaciones importantes.

### ***B. Lenguaje ensamblador***

Es un tipo de lenguaje de programación en el cual el conjunto de instrucciones del microprocesador se representa por palabras llamadas *mnemónicos*, en vez de dígitos binarios o hexadecimales, con el fin de facilitar la escritura de los programas. El lenguaje ensamblador es directamente traducible al lenguaje de máquina, y viceversa; simplemente, es una simplificación que facilita su uso a los programadores.

Un lenguaje ensamblador es un lenguaje de “bajo nivel”, es decir, esta muy cerca de las operaciones reales del microprocesador. Convertir un programa escrito en lenguaje ensamblador en programa ejecutable requiere un traductor que convierta los mnemónicos a códigos de operación del lenguaje de máquina. Los datos se cargan, almacenan, recuperan, corren o se hacen girar en forma de simples bits, bytes completos o grupos de 16 bits. El lenguaje ensamblador permite a los programadores controlar directamente la operación de la CPU, pero esta programación suele ser aún, un proceso complicado y tedioso (Hernández, s.f.).

### ***C. Lenguaje de alto nivel***

Son lenguajes de programación que no están en contacto directo con el microprocesador. El programador no necesita saber nada respecto a las operaciones a nivel de máquina del sistema. Una instrucción sencilla en un lenguaje de alto nivel puede necesitar una página de instrucciones en lenguaje ensamblador para realizarse, pero el programador de lenguaje de alto nivel no requiere conocer esto. Los lenguajes de alto nivel son mucho más fáciles de usar que los lenguajes ensamblador y de máquina, dado que están mucho más cerca del lenguaje natural del ser humano; pero en general, tienen una ejecución más lenta y requieren más memoria. Las tres ventajas más importantes que el uso de un lenguaje de alto nivel ofrece respecto al lenguaje máquina son la sencillez, la uniformidad y la portabilidad (independencia de la máquina).

### ***D. Lenguaje de medio nivel***

Varios lenguajes de alto nivel pueden considerarse como lenguajes de medio nivel, ya que tienen algunas características adicionales que permiten su uso a un nivel más bajo, cubriendo así el vacío entre el lenguaje máquina y los lenguajes de alto nivel más convencionales.

### ***E. Compiladores e Intérpretes***

Un intérprete, realiza una traducción del código de alto o medio nivel; esto implica un proceso de cómputo adicional al que el programador quiere realizar. Por ello, un intérprete es



siempre más lento al realizar la misma acción que el lenguaje ensamblador, simplemente porque tiene el costo adicional de estar traduciendo el programa, cada vez que se ejecuta. De ahí nacieron los compiladores, que son mucho más rápidos que los intérpretes. Un compilador es un programa que toma un programa en alto o medio nivel (programa fuente), realiza la traducción una vez, y genera el correspondiente programa en lenguaje máquina (programa objeto). Todo lenguaje de alto nivel requiere su propio compilador o intérprete para al menos una determinada computadora (Hernández, s.f.).

#### **4.1.1 Programación del código del equipo transmisor**

El conjunto de instrucciones (mnemónicos) para la programación en lenguaje ensamblador de los microcontroladores AVR se encuentran claramente detalladas en la respectiva hoja del fabricante. Sin embargo, también existe una serie de programas y bibliotecas de funciones que facilitan mucho el desarrollo de código en lenguaje C estándar; uno de ellos es el WinAVR, que es un entorno de programación, de distribución para Windows creado específicamente para desarrollar programas para la familia de microcontroladores AVR y es, además, totalmente libre y gratuito.

El lenguaje C es un lenguaje de programación de propósito general, que puede clasificarse dentro de los de medio nivel. Presenta una serie de ventajas sobre el lenguaje ensamblador, principalmente la facilidad de programación, relativa portabilidad entre distintos AVR y mayor rapidez de programación. No está orientado a ningún área en especial, permite la producción de código objeto altamente optimizado, y es de fácil aprendizaje. Todo esto contribuye a que el lenguaje C sea la opción más práctica para programar el código del microcontrolador y, por tanto, la opción elegida.

#### **4.1.2 Programación de la interfaz de usuario**

El sistema operativo Windows, de Microsoft, es el más extensamente utilizado alrededor del mundo. Para desarrollar aplicaciones para Windows de forma simple y rápida, Visual Basic es un lenguaje adecuado (Campos, 1999). Visual Basic está orientado a la creación de programas para Windows, pudiendo incorporar todos los elementos de este entorno informático: ventanas, cajas de diálogo y de texto, botones de opción y de selección, barras de desplazamiento, gráficos, menús, etc. Prácticamente todos los elementos de interacción con el usuario de los que dispone Windows pueden ser programados en Visual Basic de un modo muy sencillo. En ocasiones bastan unas pocas operaciones con el ratón y la introducción a través del teclado de algunas instrucciones para disponer de aplicaciones con todas las características de Windows. Visual Basic es un lenguaje de

programación visual, también llamado lenguaje de cuarta generación. Esto quiere decir que un gran número de tareas se realizan sin escribir código, simplemente con operaciones gráficas realizadas con el ratón sobre la pantalla. El precio que hay que pagar por utilizar Visual Basic es una menor velocidad o eficiencia en las aplicaciones (Campos, 1999).

Debido al conocimiento previo se elige la versión 6.0 de Visual Basic para la programación de la interfaz de usuario en Windows. Visual Basic 6.0 permite que las aplicaciones corran bajo cualquier versión de Windows de 32-bit. También cuenta con el lenguaje *Visual Basic for Application* (VBA) que permite acceder a objetos utilizables desde otras aplicaciones Microsoft, como Excel, por ejemplo. Además permite acceder a las API (*Application Programming Interface*) de Windows, un conjunto de funciones de uso general propias del entorno, que extiende el ámbito de aplicación a niveles muy altos (Campos, 1999).

## 4.2 Algoritmos de operación del programa

El conjunto PC-transmisor debe ser capaz de controlar al sistema en el que se implementa, para ello tiene que llevar a cabo tres funciones: la comunicación con la interfaz de usuario, la conversión de valores analógicos-a-digitales y lectura de los interruptores, y la conversión digital-a-analógica a través de PWM. Por su parte la interfaz de usuario se encarga de solicitar datos en cada intervalo de muestreo, calcular la salida del controlador de acuerdo con los parámetros establecidos por el usuario y el algoritmo de control, y mostrar los datos en pantalla y almacenarlos en el disco para su posterior análisis.

### 4.2.1 Programa del transmisor

Para la comunicación entre el microcontrolador y la PC se requiere definir la velocidad y el formato de la serie de datos. La velocidad de comunicación con la PC depende directamente de la frecuencia de operación del microcontrolador. El ATmega16 tiene dos modos de comunicación asíncrona, el modo de velocidad normal y el modo de doble velocidad. Operando de manera asíncrona en modo normal la velocidad de comunicación en serie se relaciona con la frecuencia del oscilador mediante la siguiente ecuación (Atmel, 2005):

$$baudrate = \frac{\omega_{osc}}{16(UBRR + 1)} \quad (4.2.1)$$

En el modo asíncrono de doble velocidad la relación es la siguiente:

$$baudrate = \frac{\omega_{osc}}{8(UBRR + 1)} \quad (4.2.2)$$

donde *baudrate* representa la velocidad de comunicación de los datos transmitidos en serie en *bits por segundo* (bps) y *UBRR* el valor del “Registro de Baud Rate del USART”, el cual toma valores enteros de 0 a 4095. De esta forma para cada frecuencia de operación podría seleccionarse entre 4096 valores distintos de *baudrate*; no obstante, los sistemas operativos solo admiten unos pocos valores, es por ello que se debe ajustar *UBRR* de manera que se obtenga el *baudrate* más cercano a uno de esos valores, para que el error sea bajo. El error en la velocidad de comunicación se calcula con la ecuación siguiente:

$$Error = \frac{baudrate}{baudrate_{admitido}} - 1 \quad (4.2.3)$$

El fabricante (Atmel, 2005) recomienda seleccionar los valores de *UBRR* para los cuales el error absoluto es menor al 0,5%. Errores mayores son aceptables, pero el receptor tendrá menor resistencia al ruido, especialmente para grandes flujos de datos. Existen valores de  $\omega_{osc}$  para los cuales el error es igual a 0% para todos los valores de *UBRR*, pero cristales de cuarzo o resonadores con estos valores son difíciles de conseguir. El Cuadro 4.1 muestra algunos de los *baud rates* admitidos por MS Windows.

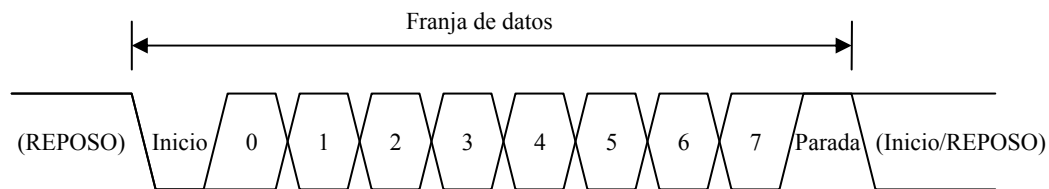
**Cuadro 4.1** Valores calculados del registro del *baud rate* del USART y error porcentual, para comunicación asíncrona a 12 MHz, velocidad normal y doble velocidad

<i>Baud Rate admitido</i> (bps)	Velocidad normal			Doble velocidad		
	<i>UBRR</i>	<i>Baud Rate</i> (bps)	<i>Error</i> (%)	<i>UBRR</i>	<i>Baud Rate</i> (bps)	<i>Error</i> (%)
110	> 4095	-	-	> 4095	-	-
600	1249	600	0,0	2499	600	0,0
1200	624	1200	0,0	1249	1200	0,0
2400	312	2396	-0,2	624	2400	0,0
4800	155	4808	0,2	312	4792	-0,2
9600	77	9615	0,2	155	9615	0,2
14400	51	14423	0,2	103	14423	0,2
19200	38	19231	0,2	77	19231	0,2
28800	25	28846	0,2	51	28846	0,2
38400	19	37500	-2,3	38	38462	0,2
57600	12	57692	0,2	25	57692	0,2
115200	6	107143	-7,0	12	115385	0,2

La mayor velocidad con error absoluto bajo es de 57,6 kbps en velocidad normal y 115,2 kbps en doble velocidad. Cada caracter de datos se envía junto con bits de sincronización de inicio y de fin y opcionalmente un bit de paridad para chequeo del error. El USART acepta las 30 combinaciones posibles de los siguientes formatos:

- 1 bit de inicio
- 5, 6, 7, 8, o 9 bits de datos
- Bit de paridad: ninguno, par o impar
- 1 o 2 bits de parada

Cuando no se da comunicación (inactividad), la línea se mantiene en estado alto. Cada dato que se envía comienza con un bit de inicio (siempre es bajo), el cual va inmediatamente seguido de los bits de datos, desde el menos significativo hasta el más significativo. Luego se inserta el bit de paridad, si lo hay, y por último los bits de parada (siempre son altos). Desde el inicio de la transmisión todos los bits se envían en secuencia a intervalos de tiempo definidos, determinados por la velocidad de comunicación. Cuando la transmisión se completa puede ir seguida de un nuevo juego de datos o volver al estado de inactividad. El formato predefinido es 8 bits de datos, sin bit de paridad y 1 bit de parada y puede verse representado en la siguiente figura.



**Figura 4.1** Diagrama del formato de la franja de datos. (Atmel, 2008, p. 148)

El algoritmo general del programa del transmisor se representa en la Figura 4.2. En primer lugar se inicializan los puertos B, C y D del microcontrolador. Los pines del puerto C son utilizados como entradas digitales para determinar el estado de los interruptores de nivel, los pines PB3, PD4, PD5 y PD7 son las salidas de PWM. Seguidamente se inicializa el UART, que consiste en habilitar la interrupción por recepción, el receptor y el transmisor y asignar el baud rate y el formato de la serie de datos. Después de hecho esto se habilita el servicio de interrupciones globales. Las interrupciones consisten en que cada vez que ocurre un evento determinado, como por ejemplo la recepción de datos o la finalización de una conversión A/D, el microcontrolador interrumpe la operación que realiza en ese instante y pasa a la rutina de servicio de interrupciones, ejecuta el código correspondiente a dicha interrupción, y luego vuelve al punto previo a la interrupción.

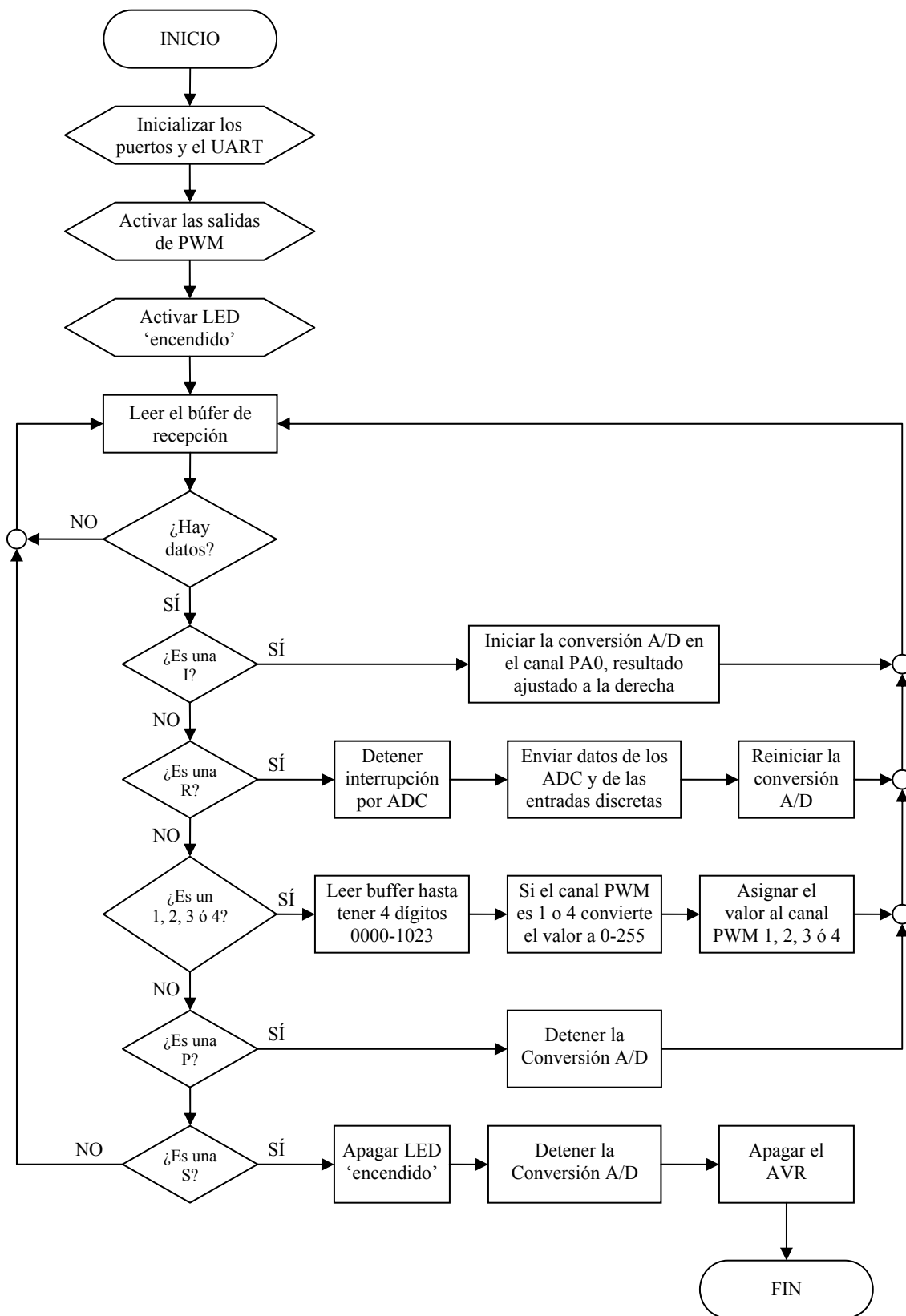


Figura 4.2 Algoritmo básico del equipo transmisor (BERSAN-avr).

Una vez que se han inicializado los puertos, el UART y las salidas PWM, se activa el LED de encendido, esto se hace al habilitar el pin PB0 de modo que se da un voltaje positivo en el pin al cual está conectado el diodo LED correspondiente. Finalmente, el programa entra a un ciclo infinito en el cual se mantiene leyendo el búfer de recepción en espera de instrucciones, éstas consisten en el carácter (o su valor equivalente en código ASCII<sup>4</sup>) que recibe el transmisor desde la PC. Las ocho posibles instrucciones se muestran en el cuadro siguiente.

**Cuadro 4.2** Conjunto de instrucciones admitidas por el transmisor BERSAN-avr

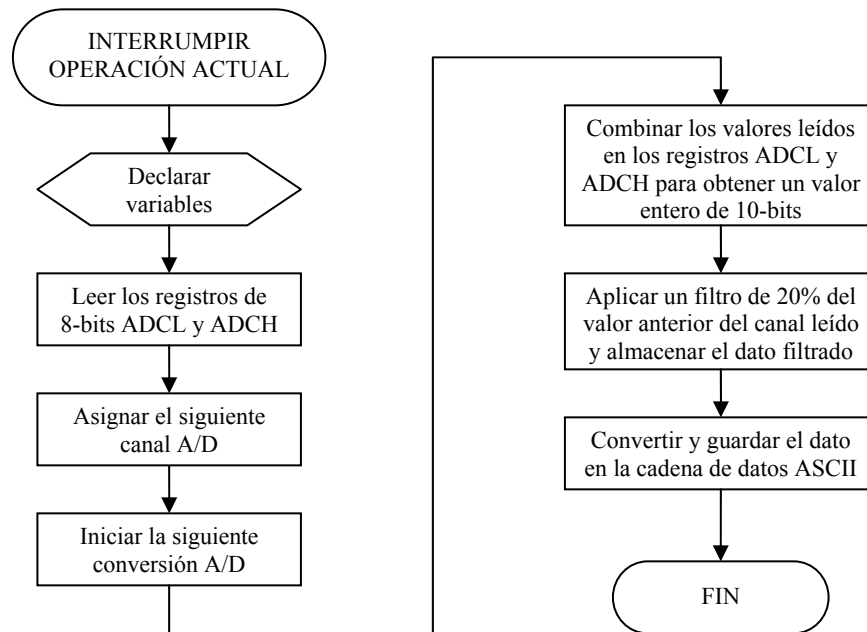
Carácter	Valor en ASCII	Descripción
'1'	049	Variar el canal PWM1
'2'	050	Variar el canal PWM2
'3'	051	Variar el canal PWM3
'4'	052	Variar el canal PWM4
'I'	074	Iniciar la conversión Analógico-a-Digital
'P'	081	Detener la conversión Analógico-a-Digital
'R'	083	Enviar datos de las conversiones A/D e interruptores
'S'	084	Apagar el microcontrolador

Cuando se recibe un carácter en el búfer de recepción el programa sale del ciclo infinito y verifica si el carácter corresponde con alguno de los valores anteriores, sino vuelve nuevamente al ciclo. Cuando lo que recibe es algún carácter del '1' al '4', vuelve a entrar a otro ciclo infinito hasta leer 4 caracteres que corresponden con el valor que se debe asignar a las salidas de PWM. Si la instrucción recibida es la 'I' se inicializa la conversión A/D, esto es, establecer el voltaje de referencia al equivalente del pin AVCC (5,0 V<sub>DC</sub>), utilizar el modo de conversión individual con resultado ajustado a la derecha, habilitar las interrupciones por conversión completa e iniciar la primer conversión en el primer pin del puerto A. Finalmente vuelve al ciclo infinito en espera de nuevas instrucciones. Con la conversión iniciada el microcontrolador introduce una interrupción en el momento en que cada conversión A/D se completa, el algoritmo de esta interrupción se detalla en la Figura 4.3.

El resultado de la conversión A/D, realizada por el microcontrolador ATmega16, tiene una resolución de 10-bits, o sea 1024 valores distintos posibles, lo que en voltaje equivale a un error máximo cercano a  $\pm 2,5$  mV. Independientemente del tipo de convertidor analógico-digital, cuanto

<sup>4</sup> Código ASCII: acrónimo inglés de *American Standard Code for Information Interchange* (Código Americano Estándar para el Intercambio de Información)

más sea el número de niveles de comparación mayor será la exactitud de la conversión. El AVR tiene solamente un convertidor A/D dentro de él, un multiplexor (selector) se encarga de conectar el pin del puerto A que es muestreado con el convertidor. La secuencia de muestreo se programa para que se realice en secuencia desde el pin PA0 hasta el PA7 de manera cíclica, un pin distinto por conversión.



**Figura 4.3** Algoritmo tras interrupción por conversión A/D completa.

Al ser un microcontrolador de 8-bits, el ATmega16 tiene solamente registros de 8-bits, así que para almacenar el resultado de una conversión de 10-bits, utiliza dos registros llamados ADCL y ADCH, que corresponden a los bits de la derecha y de la izquierda respectivamente. Éstos registros se leen y se guardan, en cada interrupción por conversión A/D completa, en dos variables independientes. Como cada conversión requiere varios ciclos del reloj para completarse, antes de realizar cualquier otra operación se elige el canal siguiente a muestrear y se inicia la nueva conversión. Así, la circuitería del conversor A/D puede dedicarse a una nueva conversión mientras la rutina de interrupción continua con el resto de la operación a fin de reducir el tiempo de conversión total.

Para obtener un número entero, utilizable en el lenguaje C, se requiere combinar los datos leídos de los registros ADCL y ADCH de manera apropiada, para ello se mueven los bits leídos en el registro ADCH (almacenados en una variable) ocho lugares a la izquierda, y se suman con los del registro ADCL (otra variable). Al estar el resultado ajustado a la derecha, sólo los dos últimos bits

del registro ADCH son significativos ya que el resto siempre serán ceros. Luego al valor leído se le aplica un filtro del 20% respecto a los valores anteriores de dicho canal y se almacena en una cadena con los datos, la cual queda siempre disponible para enviarse cuando se reciba la instrucción de petición de datos.

Debe aclararse que el muestreo realizado por el microcontrolador AVR es independiente al muestreo realizado por el programa de control (programa de la PC), ya que este último obtiene los valores cada vez que los solicita, determinado por el intervalo de muestreo del algoritmo de control, mientras que el microcontrolador AVR por su parte, se mantiene muestreando continuamente mientras se encuentre encendido, aún cuando no se le soliciten datos. El tiempo de muestreo de todos los canales del microcontrolador AVR es inferior a 1,2 ms, lo que es cientos de veces menor al intervalo de muestreo del controlador (PC), como se detalla más adelante, por lo tanto se considera despreciable el retraso producido por el filtro de 20%.

Cuando se solicitan los datos (instrucción 'R'), los resultados de las conversiones A/D y de las entradas digitales se envían en conjunto como una sola secuencia de caracteres ASCII. Para poder identificar cada resultado con el sensor correspondiente se sigue un protocolo sencillo el cual consiste en identificar cada canal ADC por una letra mayúscula, desde la A para el canal ADC0 hasta la H para el canal ADC7, seguida por cuatro caracteres numéricos (del 0 al 9) que forman el valor entero (0000-1023). Finalmente, una letra I identifica las entradas discretas para las cuales un 0 indica que el interruptor está abierto y un 1 que se encuentra cerrado. Por ejemplo, una cadena de datos enviados puede ser la siguiente:

**A1023B0511C0255D0127E0064F0032G0016H0001I010101**

que significa unos 5,0 V en el canal ADC0, unos 2,5 V en el canal ADC1 y así sucesivamente hasta unos 0,0 V en el canal ADC7; los interruptores 0, 2 y 4 abiertos y los 1, 3 y 5 cerrados.

Los sistemas comerciales utilizan convertidores A/D de al menos 12-bit, mientras que las salidas de PWM son al menos de 16-bit. Debido a las limitaciones del AVR, la facilidad de programación, y dado que no se requiere gran precisión para este equipo, se utilizan resoluciones de 10-bit en el ADC y en dos de los puertos PWM de 16-bit. En los otros dos puertos de PWM la capacidad está limitada por el propio microcontrolador a 8-bit.

#### **4.2.2 El algoritmo de control PID**

Se programa un control PID debido a que es el más ampliamente utilizado en la industria de procesos y por su afinidad con el curso "Control e instrumentación de procesos" impartido por la



Escuela de Ingeniería Química. Para obtener una implementación para la computadora del controlador PID se requiere obtener una aproximación en tiempo discreto. Existen varios caminos por los cuales este versátil algoritmo de control puede ser puesto en práctica en forma discreta. En general, se definen los instantes de tiempo como  $i$ , donde  $i = 0, 1, 2, \dots, n$ . Se asume que cada instante está igualmente espaciado, y si se establece que  $t = 0$  al inicio del muestreo entonces el último instante viene dado por el entero que resulta de la siguiente división

$$i = \frac{t}{\Delta t_s} \quad (4.2.4)$$

Por simplicidad, de ahora en adelante se utilizará la siguiente notación:

$$(i - n) = (t - n \cdot \Delta t_s) \quad (4.2.5)$$

Se considera cada acción de forma individual de modo que al final cada término se suma. La acción proporcional con factor de peso proporcional en el punto de consigna está descrita por

$$m_p(t) = K_p \cdot (\beta \cdot y_{sp}(t) - y(t)) \quad (4.2.6)$$

se representa en forma discreta fácilmente con sólo reemplazar las variables por sus versiones muestreadas. Siendo entonces,

$$m_p(i) = K_p \cdot (\beta \cdot y_{sp}(i) - y(i)) \quad (4.2.7)$$

La acción integral viene dada por

$$m_I(t) = \frac{K_p}{\tau_I} \cdot \int_0^t e(\tau) \cdot d\tau \quad (4.2.8)$$

Un método para discretizarla consiste en derivar primero respecto al tiempo a ambos lados de la ecuación,

$$\frac{dm_I(t)}{dt} = \frac{K_p}{\tau_I} \cdot e(t) = \frac{K_p}{\tau_I} \cdot (y_{sp}(t) - y(t)) \quad (4.2.9)$$

Ahora bien, la derivada puede aproximarse por varios métodos, algunos de estos son la diferencia hacia delante, la diferencia hacia atrás, equivalencia de la rampa y la aproximación de Tustin. De acuerdo con Åström & Hägglund (1995) la aproximación obtenida por el método de la diferencia hacia atrás es la más utilizada, así que es este es el que se selecciona y se desarrolla a continuación.

Al ser el intervalo entre muestras  $\Delta t_s$  un valor pequeño, la derivada puede aproximarse como la siguiente expresión:

$$\frac{dx(t)}{dt} \approx \frac{x(t) - x(t - \Delta t_s)}{\Delta t_s} \quad (4.2.10)$$

o más apropiadamente,

$$\frac{dx(i)}{dt} \approx \frac{x(i) - x(i - 1)}{\Delta t_s} \quad (4.2.11)$$

aplicándolo en la ecuación (4.2.9),

$$\frac{m_I(i) - m_I(i - 1)}{\Delta t_s} = \frac{K_P}{\tau_I} \cdot (y_{SP}(i) - y(i)) \quad (4.2.12)$$

Simplificando,

$$m_I(i) = m_I(i - 1) + b_I \cdot (y_{SP}(i) - y(i)) \quad (4.2.13)$$

$$b_I = \frac{K_P \cdot \Delta t_s}{\tau_I} \quad (4.2.14)$$

La acción derivativa con filtro y factor de peso derivativo se expresa en el dominio del tiempo como un sistema de primer orden (ecuación (2.2.13)):

$$\frac{\tau_D}{N} \cdot \frac{dm_D(t)}{dt} + m_D(t) = K_P \cdot \tau_D \cdot \frac{de_D(t)}{dt} \quad (4.2.15)$$

aproximando la derivada por la diferencia hacia atrás,

$$\frac{\tau_D}{N} \cdot \frac{m_D(i) - m_D(i - 1)}{\Delta t_s} + m_D(i) = K_P \cdot \tau_D \cdot \frac{e_D(i) - e_D(i - 1)}{\Delta t_s} \quad (4.2.16)$$

agrupando los términos tenemos,

$$\left( \frac{\tau_D}{N \cdot \Delta t_s} + 1 \right) \cdot m_D(i) - \frac{\tau_D}{N \cdot \Delta t_s} \cdot m_D(i-1) = \frac{K_P \cdot \tau_D}{\Delta t_s} \cdot (e_D(i) - e_D(i-1)) \quad (4.2.17)$$

finalmente la simplificación conlleva a

$$m_D(i) = a_D \cdot m_D(i-1) + b_D \cdot (e_D(i) - e_D(i-1)) \quad (4.2.18)$$

$$a_D = \frac{\tau_D}{\tau_D + N \cdot \Delta t_s} \quad (4.2.19)$$

$$b_D = \frac{K_P \cdot \tau_D \cdot N}{\tau_D + N \cdot \Delta t_s} \quad (4.2.20)$$

Por lo que la suma de las tres acciones incluyendo el parámetro *bias* es

$$m_{PID}(i) = m_0 + m_p(i) + m_I(i) + m_D(i) \quad (4.2.21)$$

Esta forma del controlador es llamada *posicional*, ya que la salida del algoritmo es la variable de control, el parámetro *bias* puede desactivarse siempre que exista la acción integral. Otra manera de obtener el algoritmo PID discreto es la forma *velocidad*, donde la salida del algoritmo es la razón de cambio de la variable manipulada (Åström & Hägglund, 1995). La forma velocidad se obtiene por diferencia respecto al valor anterior, así

$$\Delta m_{PID}(i) = \Delta m_p(i) + \Delta m_I(i) + \Delta m_D(i) \quad (4.2.22)$$

donde

$$\begin{aligned} \Delta m_p(i) &= m_p(i) - m_p(i-1) \\ &= K_p \cdot (e_p(i) - e_p(i-1)) \end{aligned} \quad (4.2.23)$$

$$\begin{aligned} \Delta m_I(i) &= m_I(i) - m_I(i-1) \\ &= b_I \cdot e(i) \end{aligned} \quad (4.2.24)$$

$$\begin{aligned} \Delta m_D(i) &= m_D(i) - m_D(i-1) \\ &= a_D \cdot \Delta m_D(i-1) + b_D \cdot (e_D(i) - 2e_D(i-1) + e_D(i-2)) \end{aligned} \quad (4.2.25)$$

La salida del controlador se da entonces por

$$m_{PID}(i) = m_{PID}(i-1) + \Delta m_{PID}(i) \quad (4.2.26)$$

En cualquiera de los casos el controlador requiere de siete parámetros:  $K_c$ ,  $\tau_I$ ,  $\tau_D$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$ ,  $N$ , y  $\Delta t_s$  y las variables  $y_{SP}(i)$  y  $y(i)$ . La forma posicional requiere un parámetro más, el *bias*, si no se utiliza el modo integral.

Un aspecto a resaltar es el empleo de una sumatoria para calcular la contribución del término integral en la forma posicional, esto puede llevar a problemas que conducen al fenómeno conocido como *saturación integral*, detallado en la sección 2.2.1, causando largos períodos de excedente en la respuesta controlada. Con el algoritmo PID velocidad, que no utiliza una suma de errores para generar la acción integral, el problema de saturación integral no ocurre; sin embargo, la forma velocidad no puede utilizarse directamente para un controlador sin acción integral, ya que el sistema mantendrá un modo inestable (Åström & Hägglund, 1995). La elección del algoritmo se deja libre al usuario y se programan ambos, con el propósito de permitir una mayor variabilidad en cuanto a modelos del controlador.

Los coeficientes  $b_I$ ,  $a_D$  y  $b_D$  se calculan una única vez al inicio del algoritmo y cuando se da algún cambio en los parámetros, de modo que se reducen los cálculos para obtener la salida del controlador.

### 4.2.3 Programa de la interfaz de usuario

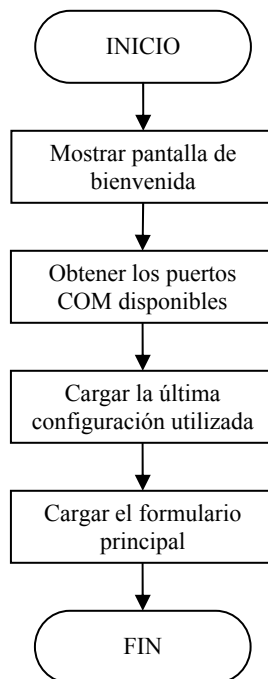
El programa BERSAN-pc es la interfaz principal entre el usuario y el equipo. Consta de una ventana principal, como se muestra en la Figura 4.4, desde la que se accede a las distintas opciones que permite el programa, como la ventana de adquisición de datos, en donde se muestran de forma gráfica los valores muestreados por el convertidor A/D respecto al tiempo, y formularios que representan distintos lazos de control, entre otros. Una barra de herramientas, localizada en la parte superior por debajo del menú de opciones, permite acceder de manera rápida a las distintas funciones del programa, la otra barra de herramientas funciona como indicación visual para el estado de las entradas discretas, y una barra de estado, en la parte inferior, muestra información útil como la fecha y hora del sistema y los últimos datos recibidos.

En términos de Visual Basic a las ventanas de un programa se les llama formularios, los cuales pueden contener todos los elementos típicos de Windows, tales como botones, barras de desplazamiento, cuadros de texto, figuras, etc. (García, Rodríguez, y Brazález, 1999).



**Figura 4.4** Formulario principal del programa BERSAN-pc (frmMain).

El formulario principal está creado modo de formulario de múltiples documentos (MDI), esto es, que permite contener a los otros formularios abiertos dentro de sí, de esta manera los formularios se mantienen agrupados. El algoritmo de inicialización del programa se presenta en la Figura 4.5.



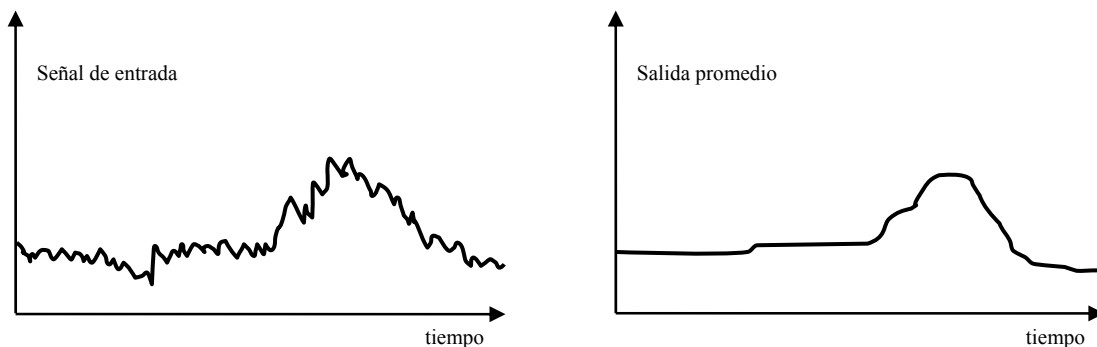
**Figura 4.5** Algoritmo de inicialización del programa BERSAN-pc.

Éste algoritmo de inicialización es bastante sencillo en comparación con el resto del programa, básicamente lo que hace es preparar al programa para la comunicación con el transmisor BERSAN-avr, siguiendo la última configuración utilizada o creando una nueva, además de cargar algunas configuraciones personalizadas; por ejemplo, la identificación de los sensores según el canal A/D al que se encuentran conectados, intervalo de muestreo y colores de las variables en la gráfica de la ventana de adquisición de datos. Mientras se realiza la carga del programa se muestra una ventana de bienvenida, ya que, según sean las capacidades de la PC donde se ejecute el programa, esta operación puede tardar algún tiempo. A partir de aquí el resto del programa se controla mediante *eventos*, un término similar al de interrupción para el caso de microcontroladores, con la diferencia que en Visual Basic son más las fuentes que pueden producir una alteración en el estado del programa, desde los que produce el usuario como el hacer clic en un botón, hasta los que producen los objetos propios del lenguaje, como los temporizadores. Debido a lo extenso del programa se detalla únicamente el algoritmo de control.

Como las señales del proceso pueden ser un poco ruidosas, conviene aplicar un filtro. El filtrado reduce el efecto del ruido del sensor por aproximación de un promedio variable. Así, la variable medida se sustituye por la siguiente:

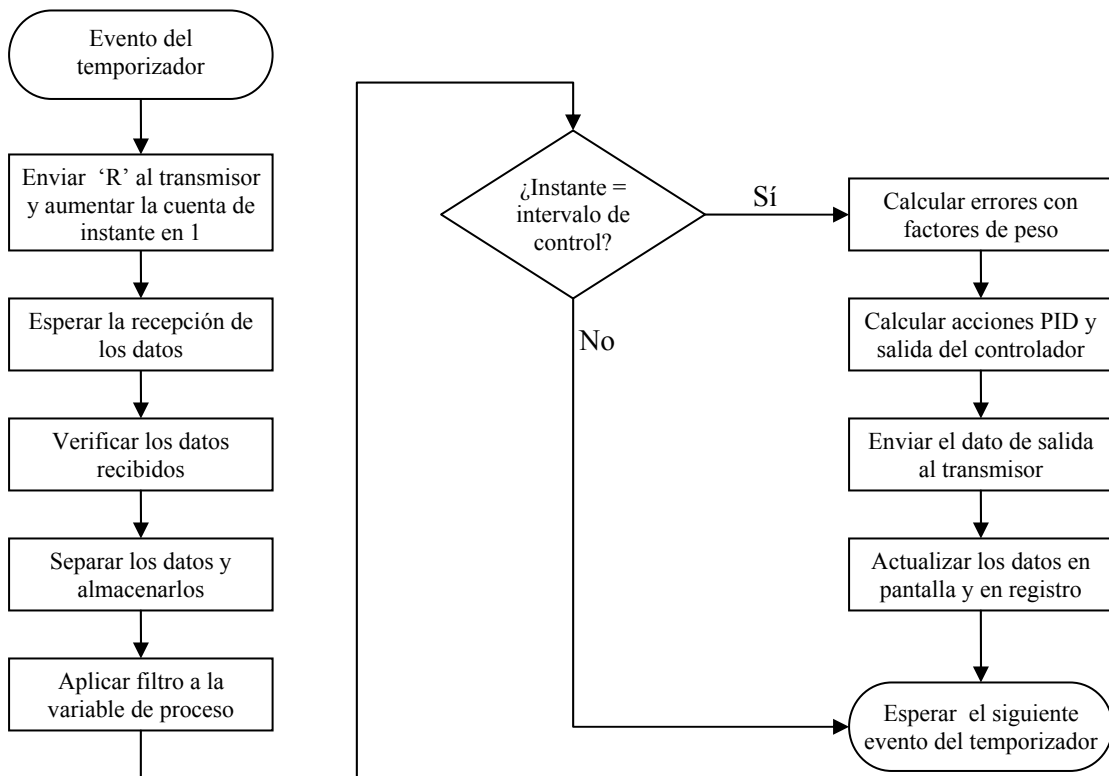
$$y_f(i) = (1 - \alpha) \cdot y(i) + \alpha \cdot y_f(i - 1) \quad (4.2.27)$$

El subíndice  $f$  indica que se hace referencia al valor filtrado. Este filtro añade un retraso cuando la variable medida filtrada se utiliza para el control; por lo tanto, se debe utilizar la cantidad mínima de filtro necesaria. De acuerdo con Smith y Corripio (1997) en controladores comerciales el ámbito de valores típicos de  $\alpha$  está entre 0,05 y 0,2, dependiendo del fabricante. La mejora de la calidad de señal debido al promediado se ilustra en la Figura 4.6.



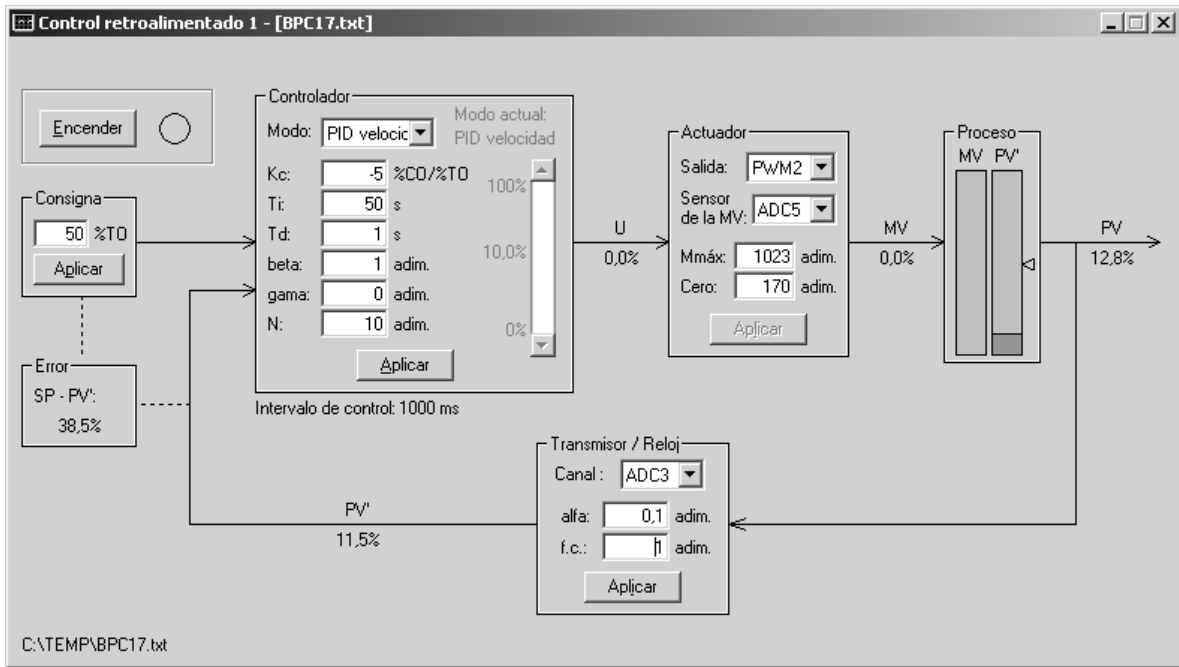
**Figura 4.6** Promediado de señales. (Adaptado de Garrett, 1981, p. 39)

Para facilitar el uso de intervalos de control distintos para diferentes variables se realiza una modificación sencilla al programa que consiste en introducir un “factor de control”,  $fc$ , el cual es un número entero positivo que multiplicado por el intervalo de muestreo establece el instante en que se debe calcular una nueva salida. Durante los intervalos en que no se realiza cálculo de la salida, se aprovechan los datos recolectados para filtrar la variable de proceso. El algoritmo para muestreo y control se detalla en la Figura 4.7. Un temporizador es el que se encarga de generar eventos de muestreo a un intervalo de tiempo constante, definido por el usuario.



**Figura 4.7** Algoritmo de control básico del programa BERSAN-pc.

El programa BERSAN-pc permite abrir hasta cuatro lazos de control de manera simultánea, debido a que el transmisor BERSAN-avr cuenta únicamente con cuatro salidas PWM. La ventana de un lazo de control retroalimentado tiene la apariencia que se muestra en la Figura 4.8, en ésta todos los parámetros que definen al controlador digital se mantienen visibles a cada momento. Los datos se recolectan y se almacenan en un archivo de registro individual a cada instante de control. El registro consiste en un archivo de texto con datos separados por comas, éstos pueden importarse a una hoja de cálculo como MS Excel, de manera que se separan en columnas y facilita su análisis posterior.



**Figura 4.8** Formulario lazo de control retroalimentado (frmControlRetro).

Todos los datos leídos y los valores calculados se manejan como porcentajes, pero el valor de salida del controlador se convierte a un valor entero dentro de los límites admitidos por el AVR (0000 a 1023). El ámbito de valores enteros puede variarse a través de las variables Mmáx y Cero, mostradas en la Figura 4.8 en la sección del actuador, esto con el fin de utilizar un ámbito de operación compatible con el actuador debido a que la señal finalmente se convierte a un voltaje. Por ejemplo, para el caso de las válvulas PSV, éstas no abren a voltajes bajos, así que es conveniente desplazar el cero de salida del transmisor.

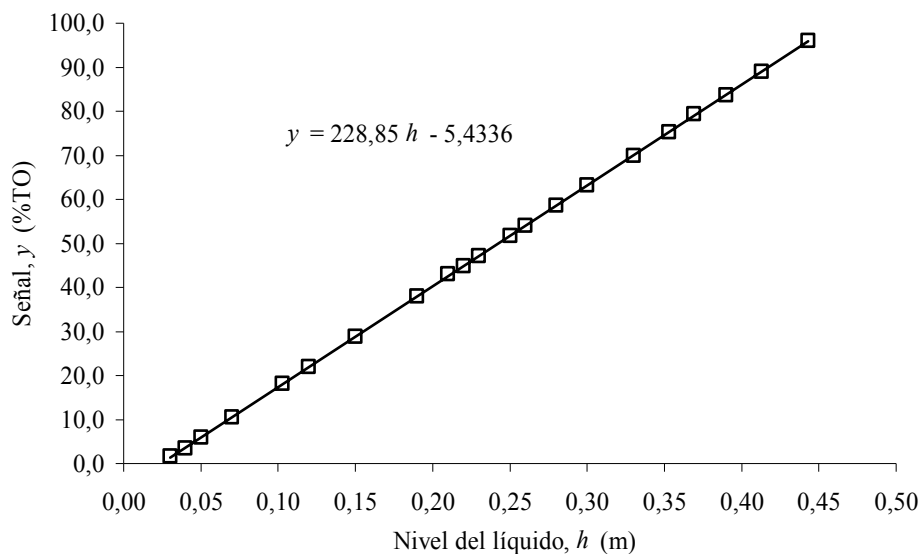


# Capítulo 5

## Análisis del funcionamiento del equipo

### 5.1 Operación de los distintos componentes

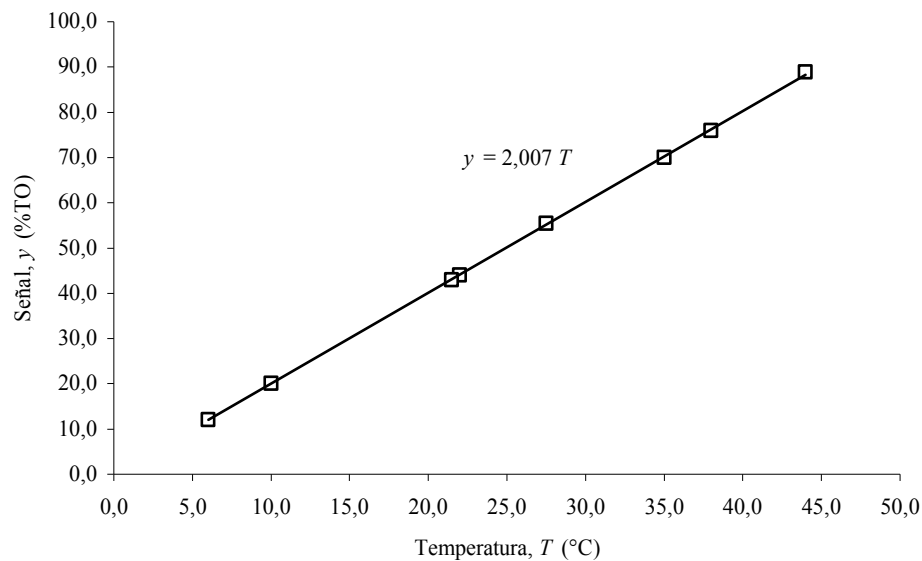
Como primer paso en la comprobación del funcionamiento del equipo se realiza la verificación de cada sensor individualmente, primero utilizando un multímetro para ajustarlos y/o para asegurar que la salida en las condiciones extremas no sobrepase los límites de voltaje admitidos por el microcontrolador ATmega16. Verificado esto, se conecta la punta común de cada sensor a la terminal GND en el transmisor y finalmente la punta de señal (positiva) a un puerto A/D, distinto para cada caso, en el transmisor. En las siguientes gráficas se observan los valores obtenidos por el transmisor frente a los valores correspondientes de cada variable. De este modo, en la Figura 5.1 se presenta la curva de calibración del sensor de nivel, utilizando agua a 24 °C.



**Figura 5.1** Curva de calibración del sensor de nivel de líquido a 24 °C.

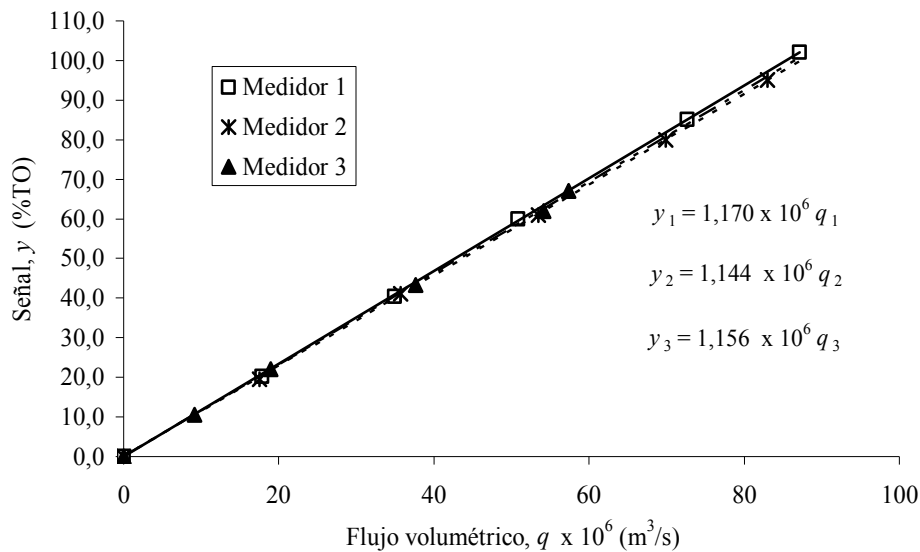
La pendiente de la recta de mejor ajuste corresponde a la ganancia del transmisor en %TO/m, este valor se encuentra tabulado en el Cuadro 5.1 junto con los otros sensores. Cabe señalar que durante el ajuste del sensor de nivel no se logra obtener 0,0 V en la salida amplificada para el tanque vacío, sino unos 0,09 V, los cuales se mantienen hasta un nivel de aproximadamente 3,0 cm. Por lo tanto, en la gráfica anterior se han suprimido los valores correspondientes a alturas de líquido menores a los 3 cm, puesto que la señal de salida se mantiene constante en el valor mínimo de 1,7 %TO. El valor de intercepción de la recta con el eje de ordenadas corresponde al cero del transmisor el cual difiere del 1,7 %TO real, esto debido a una no-linealidad en el límite inferior de medición. La señal de salida para alturas mayores es bastante lineal, con un coeficiente de correlación de 1,00. Como no se espera trabajar a niveles de líquido tan bajos el inconveniente del cero no representa problema alguno.

En la Figura 5.2 se muestra la gráfica que representa la calibración del sensor de temperatura conectado en la línea de descarga de la bomba. Como puede verse la señal es sumamente lineal con un coeficiente de correlación de 1,00. La calibración se realiza utilizando agua a distintas temperaturas que se hace recircular dentro del tanque con la bomba, para alcanzar un estado estable adecuado a la medición. La medición se realiza en orden aleatorio, y se verifica para determinar si se presenta alguna desviación por histéresis, la cual se descarta. La ganancia de este transmisor, que corresponde a la pendiente de la recta de mejor ajuste de los datos, se tabula en el Cuadro 5.1 en %TO/°C.



**Figura 5.2** Curva de calibración del sensor de temperatura.

Finalmente, la Figura 5.3 muestra las curvas de calibración de los medidores de flujo, éstos vienen ajustados de fábrica así que no es necesario realizar ajuste alguno, sólo la verificación. Para obtener estas curvas primero se llena el tanque con volúmenes de agua determinados medidos en una probeta y se realizan marcas cada litro en la mirilla de nivel. Posteriormente se lleva el flujo hasta un valor constante y se toma el tiempo que tarda el nivel en el tanque en cruzar unas cinco o seis de esas marcas de manera que se pueda determinar el flujo volumétrico fácilmente. Al igual que los casos anteriores estos sensores presentan una respuesta altamente lineal, si bien existe una ligera desviación entre las medidas de los tres sensores de flujo estas desviaciones son muy pequeñas y sólo serían perceptibles a flujos altos.



**Figura 5.3** Curvas de calibración de los sensores de flujo a 24 °C.

De las pendientes de las rectas de ajuste se extraen las respectivas ganancias para los tres medidores de flujo en %TO/(m<sup>3</sup>/s) tabuladas a continuación.

**Cuadro 5.1** Parámetros de calibración de los distintos sensores

Variable	Sensor	Ganancia, $K$ (%TO/unidad)	Cero, $y_z$ (%TO)	Unidades de la variable
Nivel del tanque	PT-31	228,85	-5,43	m
Temperatura de salida	TT-31	2,007	0	°C
Flujo de entrada 1	FT-11	$1,170 \times 10^6$	0	m <sup>3</sup> /s
Flujo de entrada 2	FT-21	$1,144 \times 10^6$	0	m <sup>3</sup> /s
Flujo de salida	FT-31	$1,156 \times 10^6$	0	m <sup>3</sup> /s

La verificación de los interruptores de nivel es bastante sencilla, tan sólo basta con llevar el nivel del agua hasta el punto adecuado y observar la respuesta en el programa. El efecto de dichos interruptores es meramente indicativo para el usuario a través de un resalte en la pantalla en la barra de interruptores y un sonido (*beep*) en los altavoces del computador, de manera que alertan de un nivel muy bajo o muy alto, pero que no tienen efecto alguno sobre la acción de control. Aun cuando existe perturbación en la superficie del líquido, los flotadores de los interruptores se mantienen lo suficientemente estáticos para dar una indicación estable. Debido al carácter meramente indicativo de los interruptores no se muestra un análisis gráfico o numérico de los mismos.

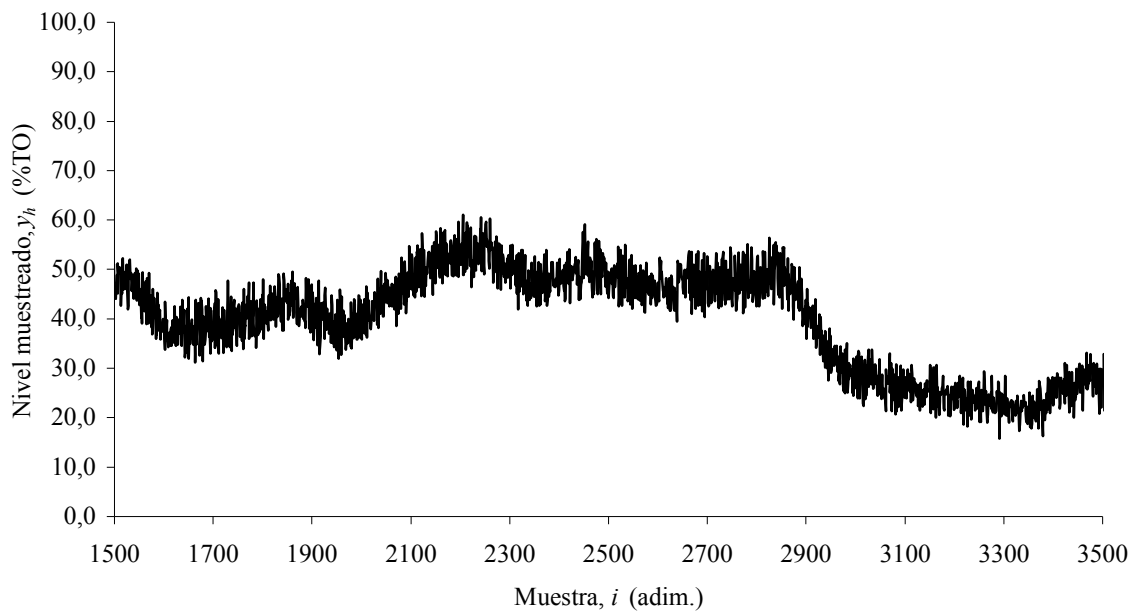
Como segundo paso en la comprobación, sigue la verificación del funcionamiento de las válvulas PSV. Primero se realiza la verificación con el voltímetro de la señal de salida amplificada, la cual varía linealmente desde 0 a 28 V para valores discretos desde 0000 a 1023, como se espera. De acuerdo con la hoja del fabricante, el flujo debe variar linealmente desde 0 a  $4,75 \times 10^{-6}$  m<sup>3</sup>/s (0 a 2850 ml/min) para señales de 0 a 30 V; sin embargo, se encuentra que las válvulas abren hasta recibir un voltaje de unos 4 V aproximadamente, además a partir de unos 21 V ya no se presenta variación de flujo alcanzando un máximo de unos  $3,33 \times 10^{-6}$  m<sup>3</sup>/s (un 70% del flujo nominal máximo). Es más, las válvulas se “traban” quedando abiertas hasta que se reduzca la señal hacia unos 10 V aproximadamente, esto presenta ciertos inconvenientes por no-linealidades del actuador. El efecto de este inconveniente se logra minimizar limitando la salida digital hacia el transmisor BERSAN-avr a un intervalo de valores aceptables. Por tanteos de prueba y error, se determina un ámbito de 0200 a 0700 (valor digital) como adecuado tras varios ensayos en modo manual.

### 5.1.1 Filtrado digital del ruido en las señales

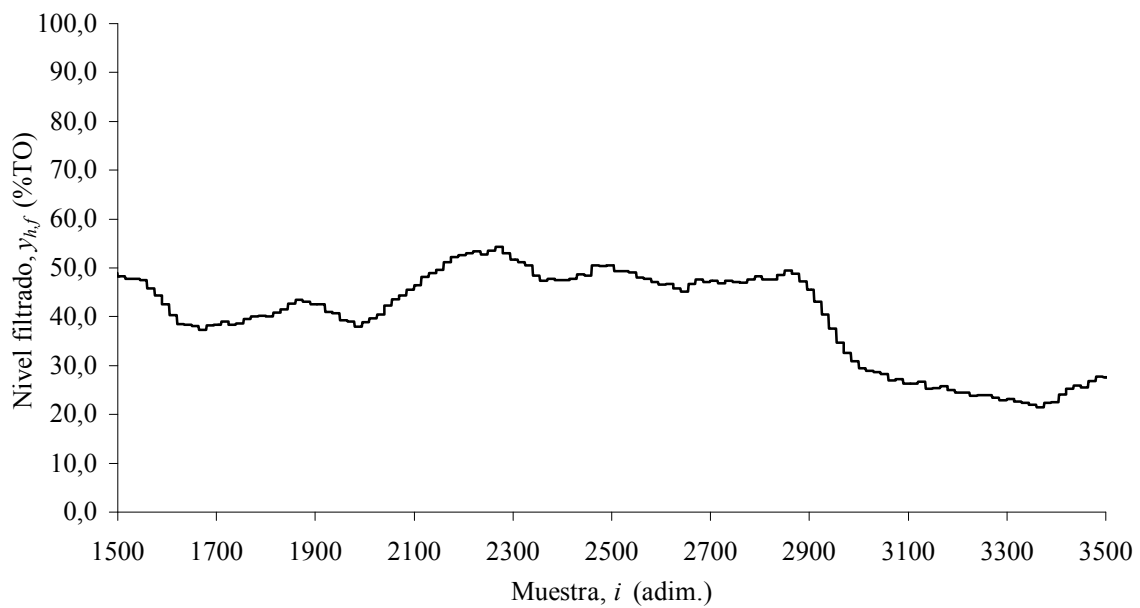
Durante la fase de pruebas se encuentra que el transmisor de nivel es muy sensible a las vibraciones del soporte, especialmente las causadas por el movimiento de la bomba centrífuga. Al estar operando la bomba centrífuga, la señal del transmisor del nivel se vuelve sumamente ruidosa, como puede verse en la Figura 5.4, aún cuando se cuenta con el filtrado digital en el transmisor BERSAN-avr detallado en la sección 4.2.1. Para el caso mostrado el intervalo de muestreo es de 1000 ms, el ruido producto de las vibraciones genera variaciones de alrededor de  $\pm 5$  %TO en la señal; esto presenta un serio inconveniente para el control ya que la señal de salida del controlador se vuelve ruidosa también, aunado al problema del trabado de las válvulas descrito anteriormente el inconveniente se vuelve más grave.

El factor de control,  $fc$ , detallado en la sección 4.2.3, surge de la necesidad de mejorar la señal de nivel. En la Figura 5.5 se muestra la misma señal de nivel una vez que se le aplica un filtro

ponderado al 95% de los valores anteriores ( $\alpha = 0,95$ ) y un factor de control  $fc = 15$ . Lo que resulta en un intervalo de control de 15 s. Como puede verse, el resultado de la aplicación del factor de filtro junto con el factor de control, produce una notoria mejoría en la señal, sin provocar mayor retardo en ésta, lo que lo hace robusto a perturbaciones por ruido.



**Figura 5.4** Señal muestreada del sensor de nivel sin filtrado,  $\Delta t_s = 1000$  ms.



**Figura 5.5** Señal muestreada del sensor de nivel con filtro ponderado  $\alpha = 0,95$ ,  $fc = 15$  y  $\Delta t_s = 1000$  ms.

## 5.2 Selección del intervalo de muestreo

Un aspecto importante en sistemas de control discretos es la selección de los intervalos de muestreo. Con controladores electrónicos que emulan algoritmos de tiempo continuo, esta selección es sencilla: muestrear tan rápido como sea posible, esto debido a las aproximaciones que se utilizan para generar las ecuaciones de diferencia. Seleccionar intervalos de muestreo largos puede producir pérdida de información y aumento del error, lo que tiene efectos desestabilizantes en el proceso. Un caso extremo es el fenómeno conocido como “*solapamiento*”, que se refiere a la situación en la cual las versiones muestreadas de dos señales muy diferentes son indistinguibles. Intervalos de muestreo más pequeños significa que las propiedades de diseño del controlador se verán menos distorsionadas, de ahí un mejor y más confiable desempeño. Al reducir hacia cero el intervalo de muestreo se converge a un sistema continuo equivalente. Sin embargo, en la práctica esto no sucede puesto que el cambio en las variables se vuelve menor a la resolución del sistema, volviéndose despreciables (Ibrahim, 2006; Smith & Corripio, 1997; Tham, 1998). Además, el muestrear demasiado rápido es un desperdicio de recursos por los siguientes motivos:

- El costo aumenta porque deben instalarse componentes más capaces (mayor resolución, más velocidad, más capacidad de memoria).
- En un sistema de control distribuido (DCS), por ejemplo, que posee típicamente cientos de canales de entrada/salida para administrar, el funcionamiento se degrada considerablemente si cada lazo de control debe muestrear a la frecuencia más alta posible.
- Rápidos intervalos de muestreo significa que componentes de alta frecuencia como el ruido también serán capturados en la señal, y esto afecta al funcionamiento del lazo de control.

De acuerdo con Ibrahim (2006), en aplicaciones prácticas en la industria, un intervalo de muestreo de un segundo es lo suficientemente corto para la mayoría de aplicaciones como el control de presión, temperatura y flujo. Los sistemas con respuestas rápidas como los sistemas electromecánicos (motores por ejemplo) requieren intervalos más cortos, en el orden de los milisegundos.

Autores como Smith y Corripio (1997) y Tham (1998) hacen énfasis en que la selección apropiada del intervalo de muestreo debe estar basada en la dinámica del proceso controlado. Una regla de dedo que funciona bien en la práctica dice que el intervalo de muestreo debe ser aproximadamente el 10% de la constante de tiempo dominante. Landau y Zito (2006) indican que si el tiempo de cómputo de la salida del controlador es mayor o igual a  $0,5 \Delta t_s$ , los valores medidos en el instante  $i$  se usarán para calcular la salida del instante  $i+1$ . El controlador introduce un retraso y

deberá considerarse en el diseño del controlador. Si el tiempo de cómputo es menor a  $0,5 \Delta t_s$ , introduce un retraso fraccional, el efecto de este retraso se puede despreciar si el tiempo de cálculo es mucho menor al intervalo de muestreo. El Cuadro 5.2 muestra algunos valores recomendados. Cuando un computador controla distintos procesos (p.e. nivel, temperatura y flujo), el intervalo de control de cada proceso puede ser distinto.

**Cuadro 5.2** Intervalos de muestreo típicos para distintos procesos (Landau & Zito, 2006, p. 32)

Tipo de variable o proceso	Intervalo de muestreo
	$\Delta t_s$ (s)
Flujo	1 – 3
Nivel	5 – 10
Presión	1 – 5
Temperatura	10 – 180
Servomecanismos	0,001 – 0,05
Destilación	10 – 180
Reactor catalítico	10 – 45
Secador	20 – 45

Con una pequeña modificación al programa del transmisor BERSAN-avr para que informe cada vez que completa 30000 conversiones A/D individuales, se determina que la velocidad de conversión del transmisor es de unas 6716 conversiones completas por segundo, siendo el tiempo de conversión cercano a 1,2 ms por cada 8 canales ADC. Además se comprueba un tiempo entre petición de datos y recepción en el búfer del UART menor a 9 ms, limitado por la velocidad de comunicación (57600 bps). El tiempo que transcurre desde la recepción de los datos hasta el cálculo y envío de la salida hacia el transmisor depende de las capacidades del PC que se utiliza, que para un procesador Athlon a 1100 MHz bajo MS Windows XP es menor a 2 ms. Por lo tanto se puede afirmar que el retraso producido por el controlador digital es no mayor a 15 ms.

Si bien, el mayor retardo se debe a la transferencia de datos desde el transmisor BERSAN-avr éste puede reducirse de ser necesario mediante dos formas. La primera consiste en aumentar la velocidad de comunicación hasta su capacidad máxima de 115,2 kbps, lo que se traduce en una reducción de un 50% en el tiempo de transmisión. La segunda, que no excluye a la primera, consiste en optimizar el formato de envío de los datos; debido a que con el formato actual (detallado en la sección 4.2.1) se envían cuatro caracteres de 8 bits para representar el valor de 10 bits más un carácter adicional para identificar el canal correspondiente, pudiendo realizarse con tan solo dos caracteres de 8-bits. Esto es dos y medio veces más información de lo realmente requerido, la cual se ha mantenido debido a que facilita la verificación de la comunicación durante la fase de desarrollo de la interfaz, pero se hace innecesario cuando esta ya está comprobada.

### 5.3 Comportamiento del lazo de control de nivel

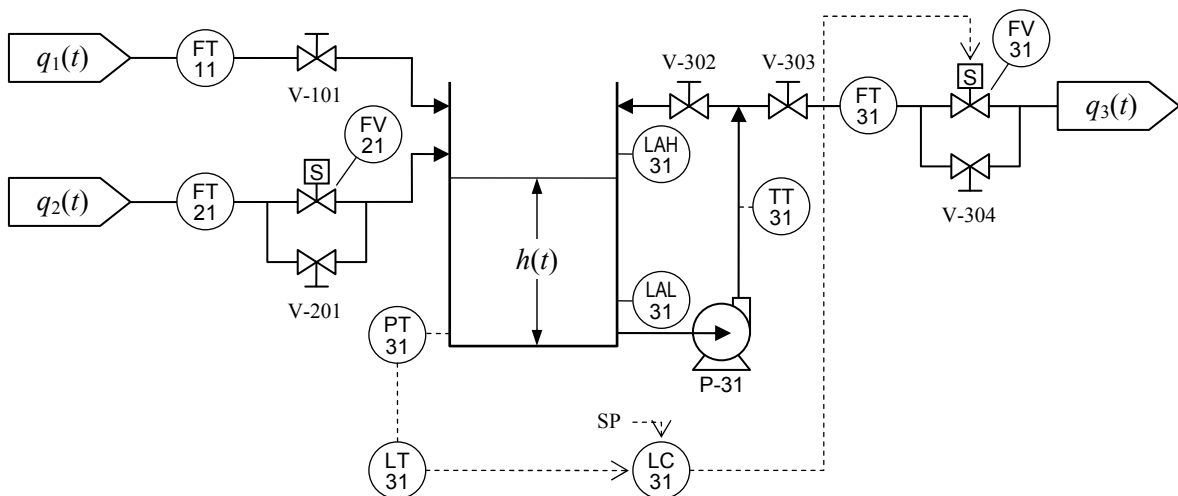
Ya que se logra comprobar el funcionamiento de los componentes individuales del equipo, se procede con las pruebas del algoritmo de control, una parte medular del proyecto. El sistema de control de nivel se modela con el fin de realizar una comparación posterior del sistema simulado frente a los resultados experimentales, además que a través de la simulación se facilita la sintonización del controlador.

#### 5.3.1 Modelado del lazo de nivel

Partiendo de un esquema de control como el presentado en la Figura 5.6 y de principios básicos, se tiene que la función que caracteriza el cambio de altura del líquido frente a cambios en los flujos de entrada y salida, en variables desviación y transformadas de Laplace, es:

$$H(s) = \frac{1}{A \cdot s} (F_i(s) - F_o(s)) \tag{5.3.1}$$

donde  $H(s)$  representa el cambio en el nivel del líquido;  $A$  el área transversal del tanque;  $F_i(s)$  el cambio en el flujo de entrada, que por simplicidad incluye las dos corrientes  $q_1$  y  $q_2$ ; y  $F_o(s)$  el cambio en el flujo de salida. La derivación de la ecuación anterior se detalla en el Apéndice D.1.



**Figura 5.6** Diagrama de control retroalimentado de nivel de agua en el tanque.

Para el flujo de salida a través de la válvula PSV se parte del supuesto que el modelo es un sistema de primer orden sin tiempo muerto, expresado como:



$$F_o(s) = \frac{K_v}{\tau_v \cdot s + 1} M(s) \tag{5.3.2}$$

siendo  $K_v$  la ganancia de la válvula,  $\tau_v$  la constante de tiempo de la válvula y  $M(s)$  el cambio en la salida del controlador en transformada de Laplace. Por lo general, los transmisores de presión son muy rápidos, así que si  $Y_h(s)$  representa la salida del transmisor de nivel en %TO y  $K_T$  su ganancia en %TO/m se tiene:

$$Y_h(s) = K_T \cdot H(s) \tag{5.3.3}$$

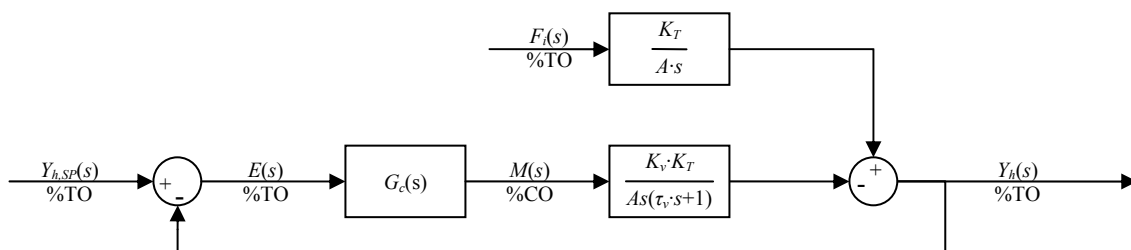
La salida del controlador viene expresada por:

$$M(s) = G_c(s) \cdot (Y_{h,SP}(s) - Y_h(s)) \tag{5.3.4}$$

donde la función de transferencia del controlador,  $G_c(s)$ , dependerá de los parámetros utilizados en el controlador PID. Combinando las ecuaciones anteriores y simplificando se obtiene la siguiente expresión:

$$Y_h(s) = \frac{K_T \cdot (\tau_v \cdot s + 1)}{A \cdot s \cdot (\tau_v \cdot s + 1) - K_v \cdot K_T \cdot G_c(s)} F_i(s) - \frac{K_v \cdot K_T \cdot G_c(s)}{A \cdot s \cdot (\tau_v \cdot s + 1) - K_v \cdot K_T \cdot G_c(s)} Y_{h,SP}(s) \tag{5.3.5}$$

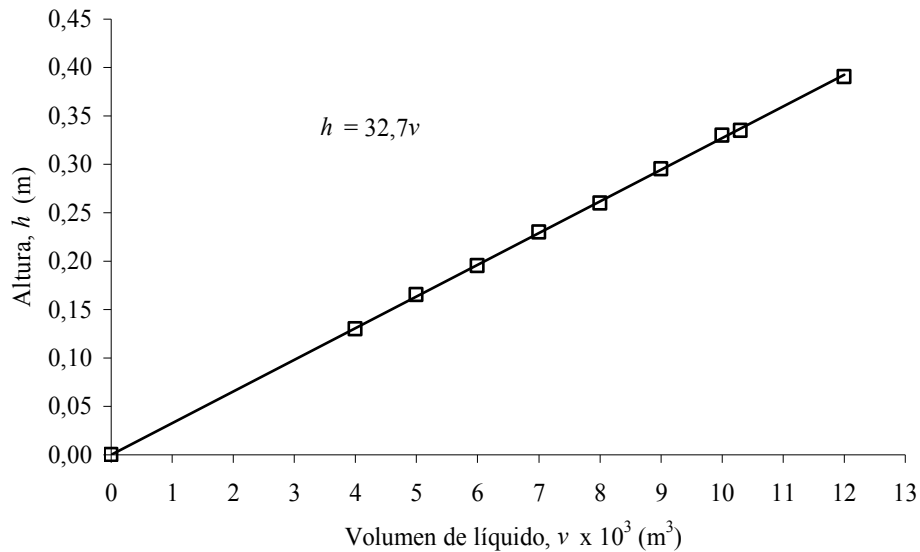
La función de transferencia anterior se puede representar como un diagrama de bloques tal y como se observa en la figura siguiente.



**Figura 5.7** Diagrama de bloques del lazo de control de nivel.

El área transversal del tanque varía ligeramente en ciertos puntos debido a que el mismo no es completamente cilíndrico, además la presencia de los instrumentos y las conexiones afectan

dicha área, por ello se considera un área transversal promedio obtenida a partir de una curva de calibración de altura frente a volumen a 24 °C, mostrada en la Figura 5.8. La pendiente de la recta de mejor ajuste corresponde al inverso del área transversal, siendo el valor de ésta última 0,0306 m<sup>2</sup> en promedio, mismo que se encuentra tabulado en el Cuadro 5.3.



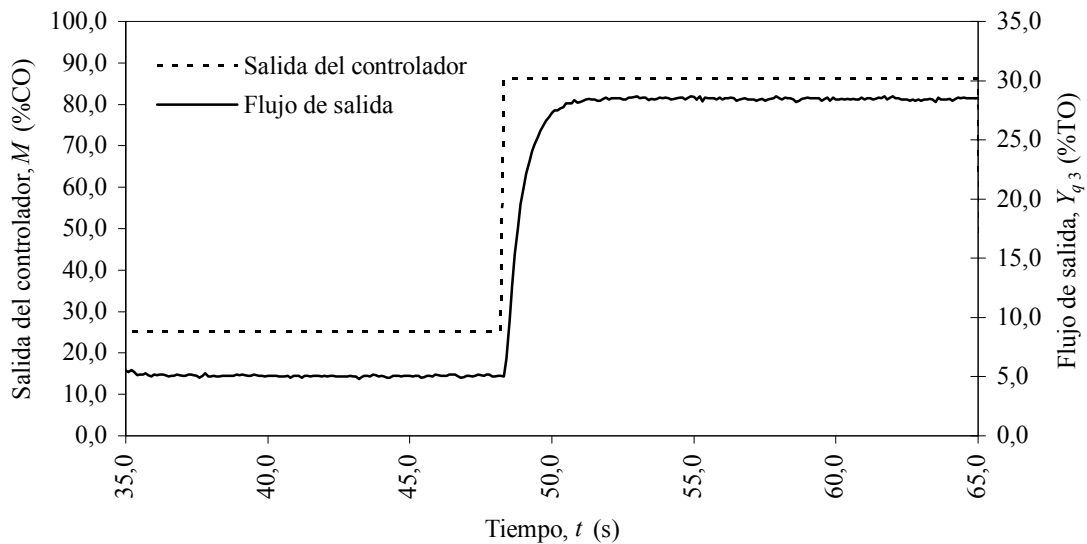
**Figura 5.8** Curva de calibración del nivel de líquido alcanzado en el tanque frente al volumen del líquido ocupado.

Con el fin de obtener los valores de los parámetros que caracterizan a la válvula de salida se realizan varias corridas del sistema en lazo abierto con un tiempo de muestreo corto de 100 ms y se registran los datos, los resultados de una de estas corridas se muestran en la Figura 5.9. La salida del controlador se restringe al ámbito de 200 a 600 en valor digital para evitar cualquier problema por trabado de la válvula. Como puede verse de la gráfica, la forma de la curva es característica de un sistema de primer orden con retardo, siendo el retardo sumamente pequeño y quizás debido más al retardo introducido por el intervalo de muestreo que por la misma válvula, esto conlleva a corregir el modelo planteado por uno de primer orden con retardo (tiempo muerto).

$$F_o(s) = \frac{K_v \cdot e^{-s \cdot t_0}}{\tau_v \cdot s + 1} M(s) \tag{5.3.6}$$

A partir de la gráfica se logra obtener el valor de los parámetros, de acuerdo con el método expuesto en la sección 1.3.1, los cuales se tabulan en el Cuadro 5.3. La constante de tiempo de la válvula obtenida por el método de la curva de reacción difiere con el valor indicado por el

fabricante el cual es de 300 ms, posiblemente porque también absorbe la constante de tiempo del medidor de flujo. La ganancia de la válvula es menor al valor esperado debido a que, como se menciona anteriormente, las válvulas se pegan antes de alcanzar la apertura máxima así que su salida se encuentra limitada. El tiempo muerto de la válvula es del orden de poco más de un intervalo de muestreo, valor bastante pequeño que puede despreciarse si el intervalo de control se establece en un valor superior a este, manteniendo el modelo planteado inicialmente.



**Figura 5.9** Curva de reacción de la válvula PSV de salida.

La ganancia del transmisor de nivel se puede tomar de la curva de calibración (Figura 5.1) despreciando la intercepción con el eje vertical. El cuadro siguiente resume los valores de todos los parámetros que definen el modelo expuesto.

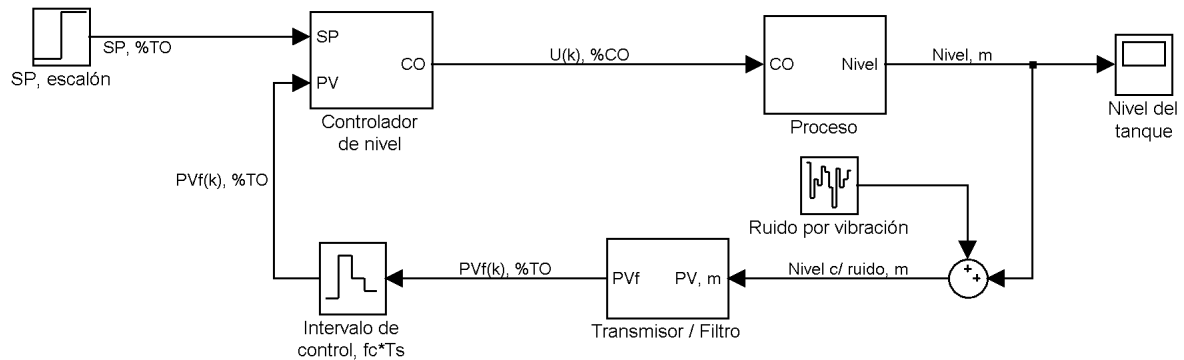
**Cuadro 5.3** Parámetros de caracterización del sistema de control de nivel

Parámetro	Valor
Área transversal media del tanque, $A$ ( $m^2$ )	0,0306
Ganancia promedio de la válvula, $K_v$ ( $m^3 s^{-1}/\%CO$ )	$3,33 \times 10^{-7}$
Constante de tiempo promedio de la válvula, $\tau_v$ (s)	0,55
Constante de retardo promedio de la válvula, $t_0$ (s)	0,15
Ganancia promedio del transmisor de nivel, $K_T$ ( $\%TO/m$ )	228,9

### 5.3.2 Simulación numérica

Para llevar a cabo la simulación numérica se utiliza el programa Simulink 5.0 (R13) incluido con la aplicación MathLab 6.5 de la compañía The MathWorks. Para facilitar el desarrollo de las mismas, se separan los procesos en transmisor, controlador y proceso; los diagramas de

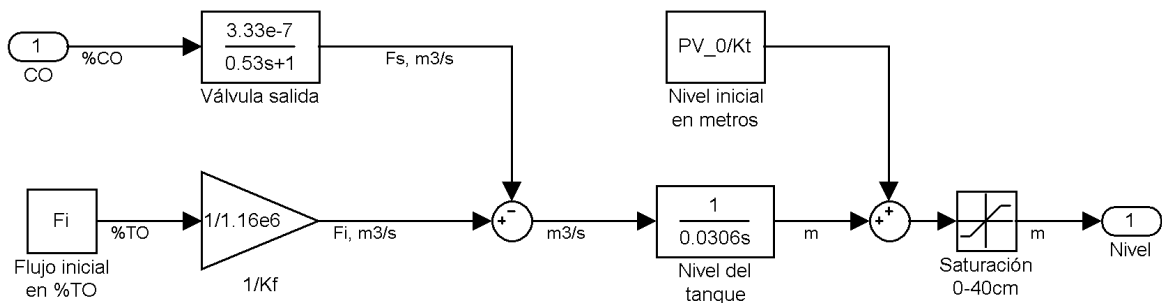
bloques correspondientes se presentan en las figuras que siguen. En la Figura 5.10 se muestra el diagrama de bloques del lazo de control retroalimentado que se utiliza para llevar a cabo las simulaciones subsiguientes, y corresponde al diagrama más general, o diagrama del sistema de control, en este aparecen enlazados los bloques (o módulos) controlador, transmisor y proceso, de manera que forman un lazo de control retroalimentado.



**Figura 5.10** Diagrama de bloques para la simulación del lazo de control retroalimentado de nivel.

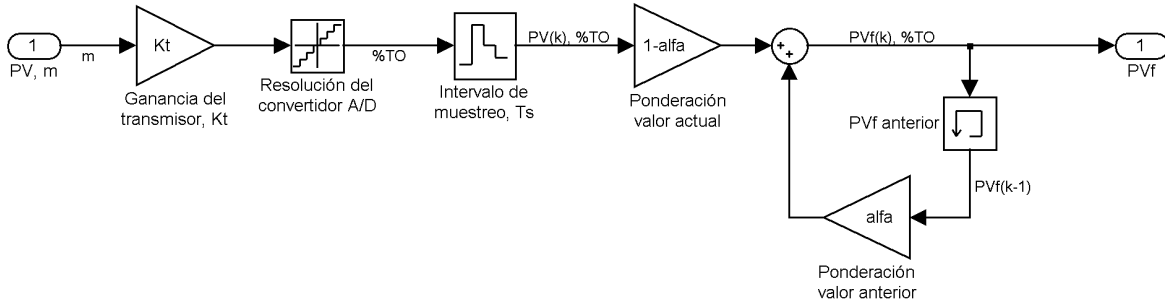
Para obtener una mejor aproximación del sistema simulado al sistema real se aprovecha el bloque “Ruido Blanco de Banda-Limitada” incluido en la biblioteca de fuentes de SimuLink. El ruido blanco se caracteriza porque sus valores de señal en dos instantes de tiempo diferentes no guardan correlación estadística alguna, tal y como se ha observado en la Figura 5.4.

En la figura siguiente se muestra el diagrama de bloques del proceso controlado, es decir, el nivel del líquido, afectado por el nivel inicial, el flujo de entrada y el flujo de salida (manipulado). Para simplificar los modelos para la simulación se desprecia el tiempo muerto de las válvulas, al ser el tiempo de muestreo del lazo de control varios órdenes mayor al tiempo muerto de la válvula, como se verá a continuación, el modelo se ajusta bien.



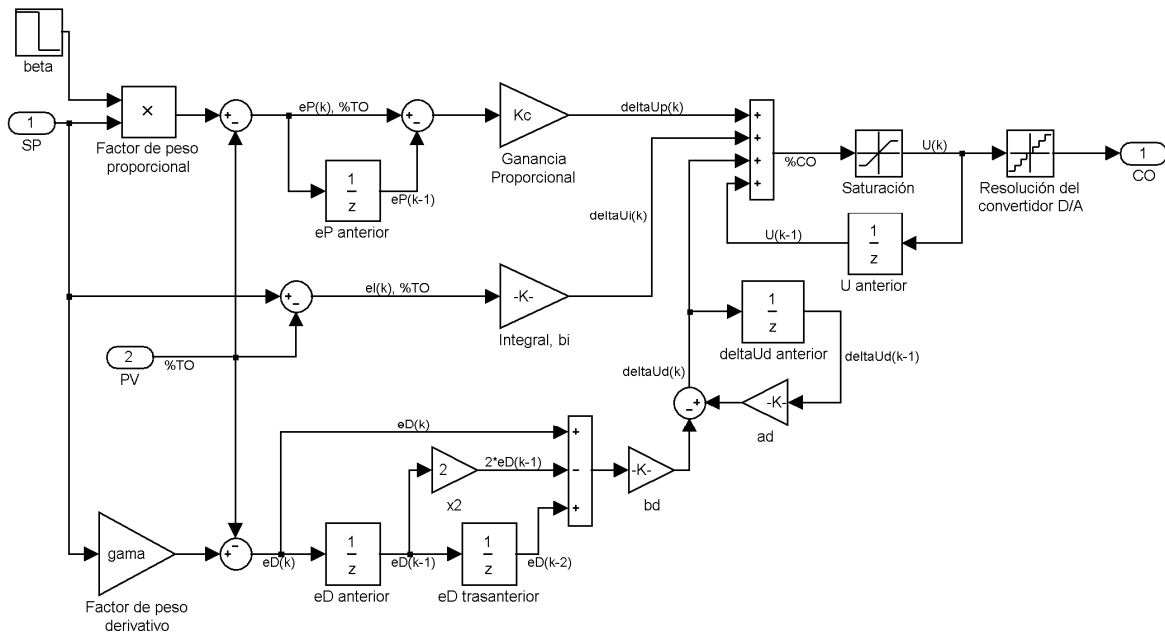
**Figura 5.11** Diagrama de bloques del proceso bajo control (nivel de líquido).

La Figura 5.12 muestra el diagrama de bloques del transmisor / filtro, el cual reproduce los cálculos realizados por el computador a las señales leídas en cada intervalo de muestreo.



**Figura 5.12** Diagrama de bloques para la simulación del transmisor de nivel y el filtro.

En la Figura 5.13 se muestra el diagrama de bloques del controlador, en este caso consiste en un algoritmo PID velocidad puesto que es el mismo que se utiliza en una de las corridas. Si bien, Simulink incluye un bloque de controlador PID, éste no se utiliza porque reproduce un algoritmo PID continuo ideal, que no es el caso del verdadero algoritmo utilizado.



**Figura 5.13** Diagrama de bloques para la simulación del controlador (PID velocidad).

Se realizan varias corridas para observar el funcionamiento del lazo de control de nivel, en las gráficas que van de la Figura 5.14 a la Figura 5.16 puede observarse una de estas corridas y su

comparación frente a los resultados obtenidos por una simulación por computador. Las condiciones iniciales de esta corrida se detallan en el Cuadro 5.4.

**Cuadro 5.4** Condiciones iniciales del lazo de control de nivel

Parámetro	Valor
Nivel del tanque inicial, $y_h(0)$ (%TO)	28,6
Salida del controlador inicial, $m(0)$ (%CO)	52,4
Flujo de entrada inicial, $y_{q2}(0)$ (%TO)	20,0
Flujo de salida inicial, $y_{q3}(0)$ (%TO)	18,3

En el cuadro siguiente se detallan los parámetros de sintonización del controlador, utilizando el modo PID velocidad.

**Cuadro 5.5** Parámetros de sintonización del controlador

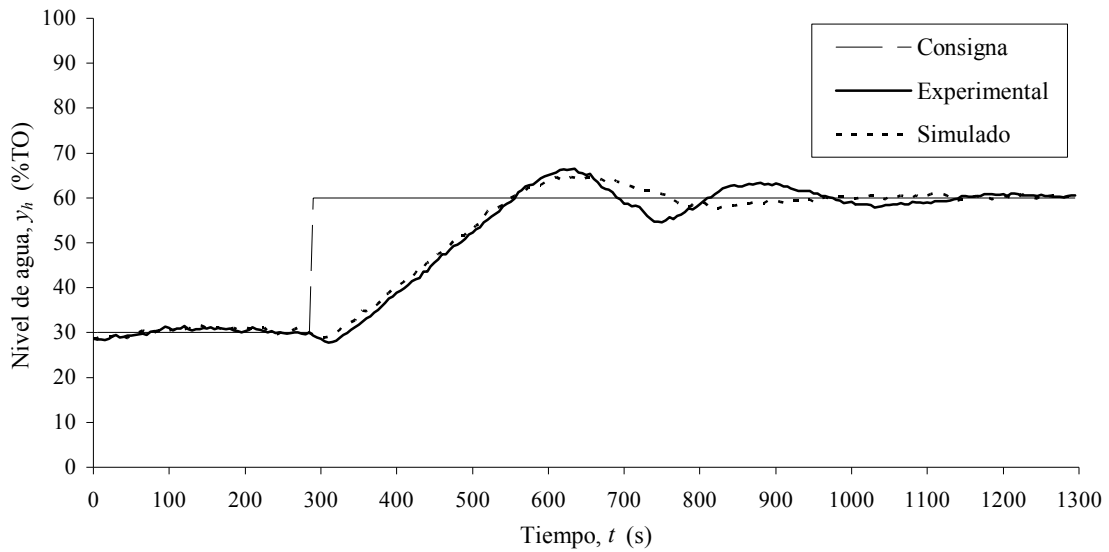
Parámetro	Valor
Intervalo de muestreo, $\Delta t_s$ (s)	1,00
Factor de control, $f_c$ (adim.)	5
Factor de filtro, $\alpha$ (adim.)	0,90
Ganancia del controlador, $K_c$ (%CO/%TO)	-5,00
Tiempo integral, $\tau_I$ (s)	50,00
Tiempo derivativo, $\tau_D$ (s)	0,00
Factor de peso proporcional, $\beta$ (adim.)	0,60
Factor de peso derivativo, $\gamma$ (adim.)	0,00
Ganancia derivativa máxima, $N$ (adim.)	10

Finalmente el cuadro siguiente detalla algunos de los parámetros adicionales requeridos por el simulador.

**Cuadro 5.6** Parámetros adicionales para la simulación numérica del lazo de nivel

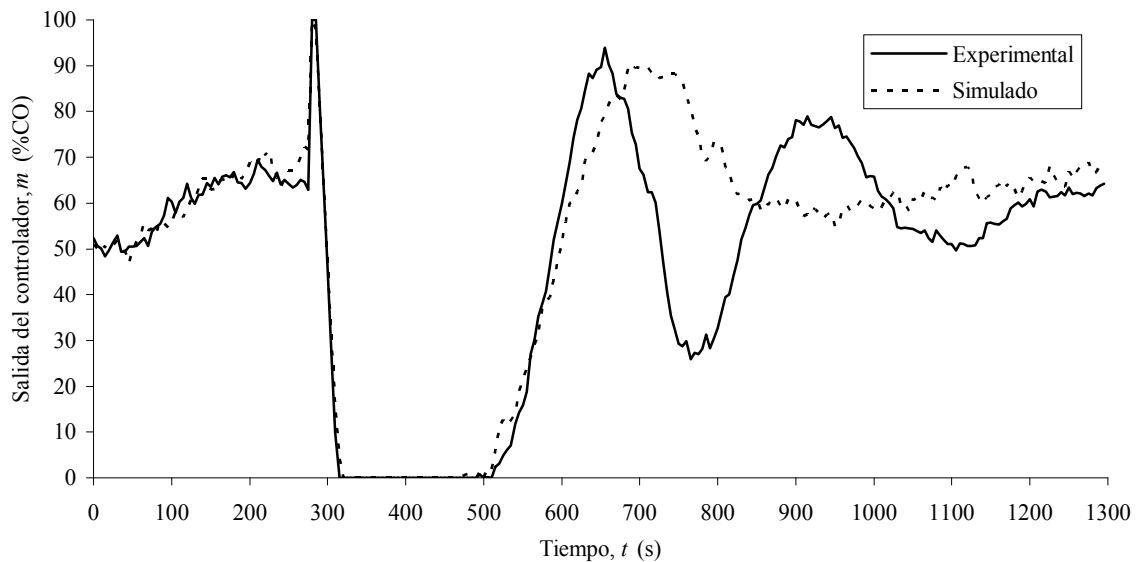
Parámetro	Valor
Tiempo inicial de simulación, $t_{mi}$ (s)	0
Tiempo final de simulación, $t_{fm}$ (s)	1295
Potencia del ruido (adim.)	$1 \times 10^{-5}$

En la Figura 5.14 se observa como el comportamiento del sistema real se asemeja al comportamiento del sistema simulado, con apenas unas ligeras desviaciones cuando se da un cambio en escalón en el punto de consigna de 30 %TO hasta 60 %TO. Estas desviaciones se vuelven más evidentes al observar la Figura 5.15 y la Figura 5.16.



**Figura 5.14** Comparación de la respuesta experimental en lazo cerrado a una entrada escalón en el punto de consigna del nivel de agua frente a la respuesta simulada.

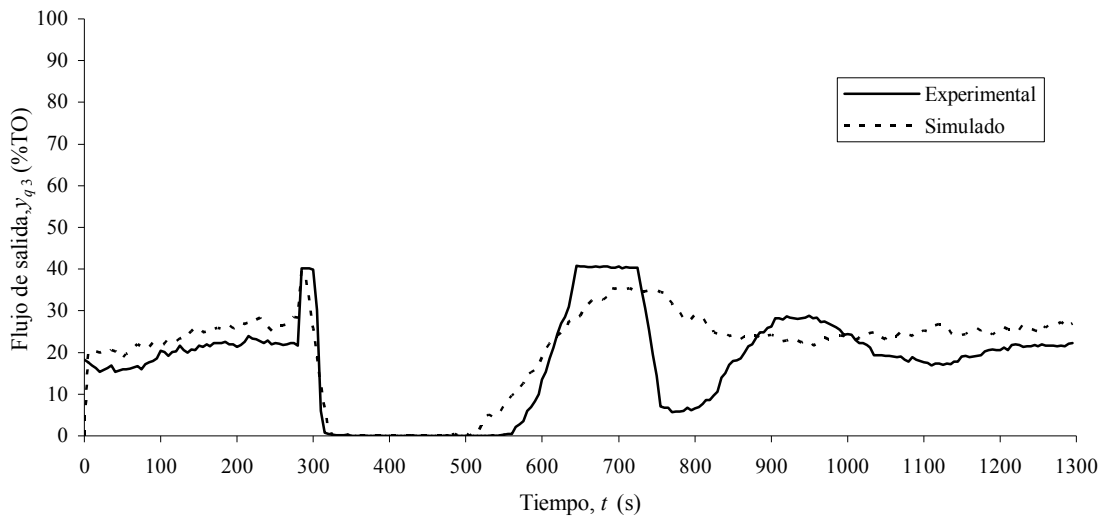
La Figura 5.15 muestra cómo al inicio el comportamiento es muy similar, pero comienza a diferir alrededor de los 500 segundos. Esto se explica por el “trabado” de la válvula PSV, y se puede comprobar junto con la Figura 5.16.



**Figura 5.15** Comparación de la salida del controlador experimental frente a la salida del controlador simulado para el lazo de control de nivel.

Como puede verse, alrededor de los 320 ms ambos controladores (real y simulado) mantienen la salida en el valor mínimo y aproximadamente a los 500 ms empiezan a aumentar el

valor. En el caso del sistema simulado, puede notarse como el flujo de salida aumenta conforme la salida del controlador aumenta; sin embargo, en el caso experimental, esto no se da sino hacia los 560 s, cuando ya la salida del controlador se encuentra en un 25 %CO aproximadamente, punto en que se “destraba” la válvula. Igual sucede cerca de los 640 s, pero en este caso la válvula se ha trabado con una salida del 90 %CO y se ha destrabado al bajar la salida del controlador hacia un 60 %CO. En el resto del tiempo ya la válvula se mantiene entre valores en los cuales no se traba.



**Figura 5.16** Comparación de la variable manipulada experimental frente a la variable manipulada simulada para el lazo de control de nivel.

El salto positivo en la salida del controlador justo antes de introducir el escalón en el punto de consigna se debe a un cambio en el factor de peso derivativo,  $\beta$ , de 0,60 a 0,00; el mismo también se ha simulado.

## 5.4 Comportamiento del lazo de temperatura

Finalmente se procede a caracterizar un lazo de control de temperatura, el mismo se modela y se trata de obtener los valores de los parámetros; no obstante, en este caso los resultados son aplicables sólo para las condiciones dadas como se verá más adelante.

### 5.4.1 Modelado del lazo de temperatura

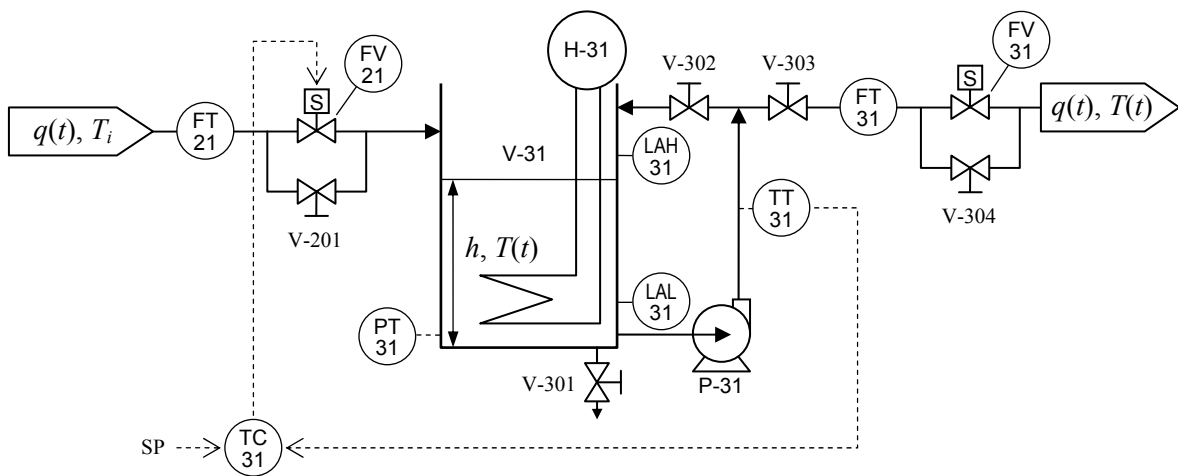
Para un esquema de control de temperatura, como el presentado en la Figura 5.17, se iguala el flujo de salida al flujo de entrada a fin de mantener el volumen de líquido constante, el calentador H-31 se mantiene constante a la potencia máxima. Después de alcanzar el estado estable inicial se



introduce un cambio en el flujo. Como se deriva en el Apéndice D.2, a partir de principios básicos, para este proceso se tiene que la función que caracteriza el cambio de temperatura del líquido frente a cambios en el flujo, en variables desviación y transformadas de Laplace, es:

$$\Gamma(s) = \frac{K \cdot e^{-t_0s}}{\tau \cdot s + 1} F(s) \tag{5.4.1}$$

donde  $\Gamma(s)$  representa el cambio en la temperatura del líquido;  $F(s)$  el cambio en el flujo.



**Figura 5.17** Diagrama de control retroalimentado de temperatura de agua en el tanque, manipulando uno de los flujos de entrada.

La corrida para obtener la curva de reacción se realiza alimentando agua fría por la entrada inferior, el tanque se trata de mantener a un nivel constante, para ello se fija el flujo de salida manualmente a un valor ligeramente menor al de entrada y cualquier desviación en el nivel se corrige manualmente a través de la válvula de purga. Si bien también podría utilizarse el controlador para ya sea mantener el nivel o igualar el flujo; sin embargo, se prefiere trabajar manualmente para evitar los disturbios que podría introducir el controlador.

Debido a que las tuberías del laboratorio cuentan con llaves de descarga de alta presión, en ocasiones la manguera se despegue de la misma, no sólo deteniendo el flujo hacia el tanque, sino también causando un reguero de agua dentro del laboratorio. Además se encuentra que cada vez que alguna otra llave de la tubería de agua es abierta, se da un cambio en el flujo hacia el tanque debido a una disminución en la presión de la línea. Para evitar estos inconvenientes se utiliza un tanque externo para alimentar al tanque V-31, el tanque corresponde al tanque del equipo de prácticas de

hidrociclones, el cual cuenta con una bomba centrífuga de 185 W ( $\frac{1}{4}$  hp) y se le ha adaptado una línea de recirculación y una válvula de salida con filtro (*strainer*); así se logra mantener una presión y un flujo de alimentación constantes a la entrada. El agua se mantiene en reposición al tanque externo de forma manual.

Debido a que al aplicar un cambio de escalón en el flujo de entrada se debe aumentar o disminuir la relación de recirculación y la tasa de reposición de líquido hacia el tanque externo, se da un cambio en la temperatura del agua, afectada principalmente por la energía introducida por la bomba centrífuga. Para evitar esto se trata de controlar la temperatura en 20,5 °C con un segundo calentador externo, aprovechando el hecho de que el agua de reposición se encontraba a unos 18 °C. El sistema se deja correr durante algún tiempo mientras se realizan los ajustes para alcanzar un equilibrio, luego de esto se toma un punto como tiempo cero y las condiciones iniciales para caracterizar el lazo de temperatura se detallan en el Cuadro 5.7.

**Cuadro 5.7** Condiciones iniciales del lazo de temperatura

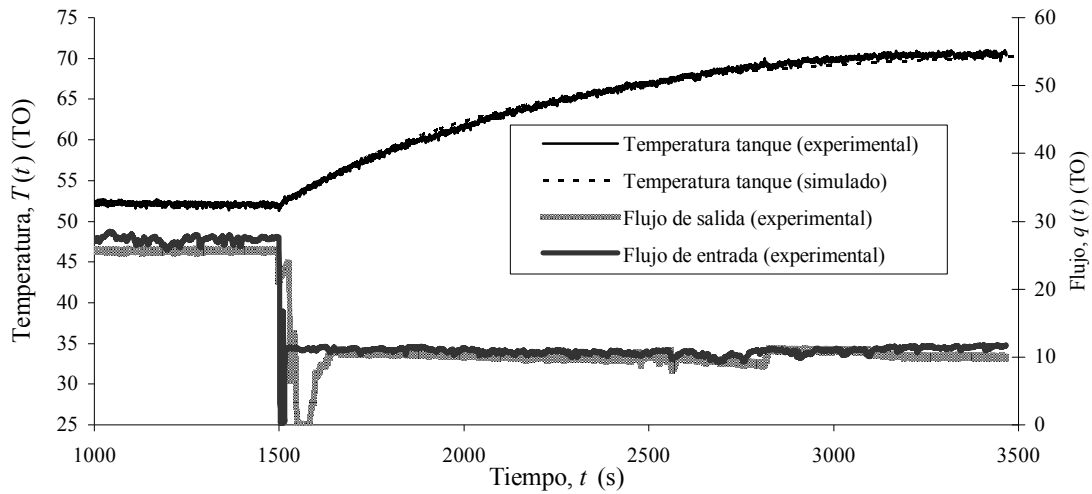
Parámetro	Valor
Nivel inicial del tanque, $y_h(0)$ (%TO)	48,0
Flujo de entrada inicial, $y_{q2}(0)$ (%TO)	26,6
Flujo de salida inicial, $y_{q3}(0)$ (%TO)	26,0
Temperatura inicial del agua en el tanque, $y_t(0)$ (%TO)	53,0
Temperatura inicial del agua de entrada, $T_i(0)$ (°C)	20,5

Los datos se registran continuamente en el computador, utilizando la ventana de adquisición de datos del programa BERSAN-pc, excepto el dato de temperatura de entrada que se registra con termómetro de mercurio. Se espera hasta alcanzar un estado estable, este se considera cuando ya la variación en la temperatura de salida es pequeña, lo que ocurre a los 25 minutos. Es aquí donde se aplica un cambio en escalón al flujo de entrada y se procura igualar el flujo de salida tan rápido como sea posible para evitar disturbios, en el Cuadro 5.8 se muestran las condiciones del escalón.

**Cuadro 5.8** Condiciones del escalón introducido a los 25 minutos de iniciada la corrida

Parámetro	Valor
Nivel del tanque, $y_h(25)$ (%TO)	48,0
Flujo de entrada, $y_{q2}(25)$ (%TO)	11,1
Flujo de salida, $y_{q3}(25)$ (%TO)	10,3
Temperatura del agua en el tanque, $y_t(25)$ (%TO)	51,7
Temperatura del agua de entrada, $T_i(25)$ (°C)	20,0

Los datos se han recolectado cada 0,25 s y la curva de reacción resultante se muestra en la Figura 5.18.



**Figura 5.18** Curva de reacción del lazo de control de temperatura y resultado simulado.

Como puede observarse, el sistema responde lentamente y presenta la forma característica de un modelo de primer orden con retardo. Durante la corrida se presentaron variaciones de temperatura de entrada desde 19,5 hasta 20,5 °C, debido a cambios en el nivel del tanque externo que se regulaba manualmente. Los valores de los parámetros que caracterizan a este sistema en particular se muestran en el Cuadro 5.9.

**Cuadro 5.9** Parámetros de caracterización del sistema de control de temperatura

Parámetro	Valor
Ganancia efectiva del proceso, $K$ (%TO/%CO)	-1,135
Constante de tiempo efectiva del proceso, $\tau$ (s)	644,0
Constante de retardo efectiva, $t_0$ (s)	3,0

Es importante indicar que el modelo anterior, y en especial los valores de los parámetros de caracterización, son válidos únicamente para el lazo planteado, en el cual se considera un volumen constante dentro del tanque y una temperatura de entrada constante. En la misma figura anterior se muestra el resultado de la simulación; el cual, como puede verse, se ajusta bastante bien a los datos experimentales.

# CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Como resultado del presente proyecto se extraen las siguientes conclusiones:

El transmisor que comunica la instrumentación con el computador personal se ha diseñado basándose en un microcontrolador ATmega16 que limita las señales de entrada de los sensores al ámbito de 0 a 5 V<sub>DC</sub>, igualmente la salida se limita a una señal de modulación de ancho de pulso de 0 a 5 V; por lo que cualquier instrumentación que se conecte se debe acondicionar a estos valores.

Se eligen válvulas de solenoide proporcionales, con capacidad nominal de 0 a  $4,75 \times 10^{-5}$  m<sup>3</sup>/s, alimentadas por voltaje de corriente directa de 0 a 30 V, por el bajo costo de las mismas; para su operación se ha construido una fuente de energía que suministra como máximo unos 29 V<sub>DC</sub>, que tras la amplificación de la señal proveniente del transmisor se obtiene un voltaje máximo de 28 V<sub>DC</sub>.

Durante la operación de las válvulas PSV se encuentra que presentan un problema de trabamiento para alimentación superior a los 21 V, así como también para voltajes menores a 4 V cuando se introduce un cambio de magnitud relativamente grande. La causa probable de este inconveniente puede ser el daño por desgaste de los empaques o algún tipo de suciedad.

El flujo máximo obtenido con las válvulas PSV es de  $3,33 \times 10^{-5}$  m<sup>3</sup>/s, un 70% del valor nominal, aun cuando el voltaje aplicado es el máximo obtenido por la fuente. Este límite en el flujo real se asocia con el problema de trabado de la válvula, el cual a su vez puede deberse a una obstrucción del obturador causado posiblemente por deterioro de los sellos de las válvulas.

Los medidores de flujo seleccionados son medidores de microturbina de rueda que miden en el intervalo de  $3,3 \times 10^{-6}$  a  $8,33 \times 10^{-5}$  m<sup>3</sup>/s de agua, y su respuesta es sumamente lineal frente al flujo, con una ganancia promedio de  $1,157 \times 10^6$  %TO/(m<sup>3</sup>/s) para los tres sensores utilizados.

Para la medición de nivel se ha seleccionado un sensor de presión manométrica económico debido no solo al costo sino también al ámbito bajo de medición de 0 a 34,5 kPa man, una vez acondicionada la señal se encuentra que la respuesta es altamente lineal en el intervalo de 3 a 45 cm, observándose una no-linealidad a niveles menores a los 3 cm.

La medición de nivel cuando se opera la bomba centrífuga causa ruido de alta frecuencia de aproximadamente  $\pm 5$  %TO en la señal de nivel. Para amortiguar la señal ruidosa el filtrado digital de la señal produce resultados satisfactorios para factores de filtro de 0,90 o mayores.

El transmisor construido operando a 12 MHz presenta un tiempo de muestreo, de los ocho canales ADC disponibles, menor a 1,2 ms. Se comprueba que el tiempo entre petición de datos y recepción por parte del computador es menor a 9 ms para una velocidad de comunicación de 57600 bps. El mayor retardo se debe a la transferencia de datos entre el transmisor y la PC.

La temperatura de trabajo queda restringida al intervalo de 5 a 50 °C, limitada por el ámbito de trabajo de los medidores de flujo. Para realizar la medición de la temperatura se construye un sensor basado en un transistor, y su circuito de acondicionamiento, una vez ajustado presenta una medida altamente lineal con una ganancia estimada de 2,007 %TO/°C obtenida tras mediciones en el intervalo de 6 a 44 °C.

La constante de tiempo efectiva de las válvulas se estima en 0,55 s, el tiempo muerto en 0,15 s, y la ganancia de  $3,33 \times 10^{-7} \text{ m}^3\text{s}^{-1}/\% \text{CO}$  a partir de curvas de reacción del flujo de salida ante cambios en escalón.

La simulación del proceso por computador muestra un comportamiento bastante próximo al real, excepto variaciones importantes producto del trabado de las válvulas, que originan una no-linealidad adicional no contemplada en el modelo simulado.

Finalmente se consideran las siguientes recomendaciones:

Es muy importante sustituir las válvulas PSV o darles mantenimiento a las actuales con el fin de alcanzar el flujo máximo nominal sin inconvenientes por no-linealidades, tales como el trabamiento observado actualmente, puesto que no puede asegurarse que el ámbito de trabajo actual no se vea más limitado con el paso del tiempo.

Es aconsejable, pero no necesario, instalar un filtro analógico a la señal de salida del sensor de presión, de manera que pueda reducirse el intervalo de control de los lazos de nivel sin inconvenientes por el ruido causado por las vibraciones del soporte. Igualmente sería conveniente utilizar un filtro de paso bajo para la señal que alimenta las válvulas PSV.

Se sugiere adquirir un adaptador de comunicación USB a serial (RS-232), puesto que la mayoría de los computadores personales más recientes, especialmente los portátiles, no cuentan con el conector DB-9.

Se recomienda migrar el código fuente del programa a un lenguaje más reciente como el Visual Basic Express 2008 o algún otro lenguaje, a fin de asegurar su compatibilidad con versiones

posteriores del MS Windows. Se sugiere también integrar la ayuda con el código fuente y optimizar la cadena de datos para reducir el tiempo de transmisión.

Disponer de los acoples necesarios para conectar la entrada de agua y la descarga del tanque principal con el Banco Hidráulico Gunt HM-150, utilizado también con los equipos de prácticas de bombas centrífugas y caída de presión, el cual consta de un tanque de gran capacidad y una bomba centrífuga, o construir un equipo similar. Esto con el propósito de recuperar el agua de salida y mantener el flujo de entrada libre de disturbios por cambios de presión.

Conectar un segundo sensor de temperatura, basado en transistor, para medir la temperatura de la corriente de entrada, aprovechando el segundo acondicionador de temperatura disponible y uno de los tres canales ADC libres.

# NOMENCLATURA

<b>Símbolo</b>	<b>Descripción</b>	<b>Unidades</b>
<i>A</i>	Área transversal, área de superficie,	m <sup>2</sup>
<i>C</i>	Capacitancia, capacitor,	μF
<i>C<sub>p</sub></i>	Capacidad calorífica a presión constante,	J/(kg°C)
<i>C<sub>v</sub></i>	Capacidad calorífica a volumen constante,	J/(kg°C)
<i>D</i>	Diodo,	-
<i>E</i>	Desviación del error respecto al estado inicial,	%TO
<i>F</i>	Desviación del flujo volumétrico respecto al estado inicial,	m <sup>3</sup> /s
<i>G</i>	Función de transferencia,	%CO/%TO
<i>GND</i>	Conexión común, voltaje de tierra,	V
<i>H</i>	Desviación de la altura respecto al estado inicial,	m
<i>I</i>	Corriente eléctrica,	A, mA
<i>J</i>	Terminal, conector,	-
<i>K</i>	Ganancia,	%TO/m, %TO/m <sup>3</sup> , %TO/°C, (m <sup>3</sup> /s)/%CO
<i>L</i>	Inductancia,	H
<i>M</i>	Forma desviación de la variable manipulada, salida del controlador,	%CO
<i>N</i>	Ganancia derivativa máxima,	adim.
<i>Q</i>	Transistor,	-
<i>R</i>	Resistencia,	Ω
<i>T</i>	Temperatura,	°C
<i>U</i>	Componente electrónico, circuito integrado,	-
<i>UBRR</i>	Valor del registro de baudrate del USART,	adim.
<i>U<sub>D</sub></i>	Coefficiente de transferencia de calor,	W/(m <sup>2</sup> °C)

<b>Símbolo</b>	<b>Descripción</b>	<b>Unidades</b>
$V$	Voltaje,	V, mV
$X$	Forma desviación de la variable de entrada,	%TO
$Y$	Forma desviación de la variable medida,	%TO
$a$	Ganancia de amplificación de voltaje,	adim.
$e$	Error,	%
$g$	Constante gravitacional,	m/s <sup>2</sup>
$h$	Altura,	m, cm
$\hbar$	Entalpía,	J/(kg°C)
$i$	Instante de muestreo,	adim.
$k$	Constante de temperatura del diodo,	mV/°C
$m$	Variable manipulada, salida del controlador,	%CO
$n$	Número de muestra,	adim.
$p$	Presión,	Pa, kPa
$q$	Flujo volumétrico,	m <sup>3</sup> /s
$s$	Operador de Laplace,	s <sup>-1</sup>
$t$	Tiempo, intervalo,	s
$u$	Energía interna,	J/kg
$v$	Volumen,	m <sup>3</sup>
$w$	Calor,	W
$x$	Variable de entrada,	
$y$	Señal de la variable medida, variable controlada o de proceso,	%CO
$\Gamma$	Diferencia de temperatura respecto a la temperatura inicial,	°C, K
$\alpha$	Factor de filtro de la señal medida,	adim.
$\beta$	Factor de peso proporcional,	adim.
$\gamma$	Factor de peso derivativo,	adim.
$\delta$	Razón de diámetros,	adim.
$\lambda$	Tiempo de muestreo,	s
$\rho$	Densidad,	kg/m <sup>3</sup>
$\tau$	Constante de tiempo,	s
$\omega$	Frecuencia,	Hz, MHz



**Subíndices**

0	Indica tiempo muerto
1	Indica en el punto 1
2	Indica en el punto 2
<i>AC</i>	Indica corriente alterna
<i>B</i>	Indica bias o valor predispuesto
<i>D</i>	Indica modo Derivativo
<i>DC</i>	Indica corriente directa
<i>H</i>	Indica alto
<i>I</i>	Indica modo Integral
<i>L</i>	Indica bajo
<i>P</i>	Indica modo Proporcional
<i>PD</i>	Indica modo Proporcional + Derivativo
<i>PI</i>	Indica modo Proporcional + Integral
<i>PID</i>	Indica modo Proporcional + Integral + Derivativo
<i>S</i>	Indica fuente
<i>SP</i>	Se refiere al punto de consigna
<i>T</i>	Indica transmisor
<i>U1</i>	Se refiere al amplificador $U_1$
<i>c</i>	Indica controlador
<i>ce</i>	Se refiere al calentador eléctrico
<i>d</i>	Indica transistor de silicio o diodo
<i>ef</i>	Indica efectivo
<i>f</i>	Indica retroalimentación
<i>fin</i>	Se refiere a final
<i>h</i>	Se refiere a nivel del líquido
<i>i</i>	Se refiere a la entrada
<i>ini</i>	Se refiere a inicial
<i>j</i>	Se refiere a un índice de secuencia
<i>k</i>	Indica instante, discreto
<i>máx</i>	Se refiere al máximo
<i>mín</i>	Se refiere al mínimo
<i>o</i>	Indica salida
<i>q1</i>	Se refiere al flujo de entrada superior
<i>q2</i>	Se refiere al flujo de entrada inferior
<i>q3</i>	Se refiere al flujo de salida
<i>s</i>	Muestreo
<i>se</i>	Indica salto en escalón
<i>t</i>	Se refiere a la temperatura
<i>v</i>	Indica válvula
<i>z</i>	Se refiere al cero

**Símbolos matemáticos**

$d$	Derivada
$e$	Función exponencial
$f$	Función
$\Delta$	Operador de diferencia
$\ $	Delimitadores para valor absoluto
$\partial$	Derivada parcial
$\Sigma$	Sumatoria
$\int$	Integral

# BIBLIOGRAFÍA

- Aalborg (2002). *Liquids and gas flow regulator PSV*. Accesado el 7 de abril de 2005, desde <http://www.aalborg.com>
- Altmann, W. (2005). *Practical Process Control for Engineers and Technicians*. Oxford: Newnes.
- Amos, S. W., & James M. R. (2000). *Principles of Transistor Circuits* (9<sup>th</sup> ed.). Oxford: Newnes.
- Åström, K. J., & Hägglund, T. (1995). PID Control. En W.S. Levine (Editor), *The Control Handbook* (pp. 198-209). Florida: CRC Press.
- Atmel Corporation. (2005). *ATmega16(L) datasheet* (Rev. 2466K-04/05). Accesado el 7 de abril de 2005, desde [http://www.atmel.com/dyn/resources/prod\\_documents/doc2466.pdf](http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2466.pdf)
- Atmel Corporation. (2008). *ATmega16(L) datasheet* (Rev. 2466R-06/08). Accesado el 12 de diciembre de 2008, desde [http://www.atmel.com/dyn/resources/prod\\_documents/doc2466.pdf](http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2466.pdf)
- Bolton, W. (2004). *Instrumentation and control systems*. Oxford: Newnes.
- Burns, R. S. (2001). *Advanced control engineering*. Oxford: Butterworth-Heinemann.
- Campos, Y. J. (1999). *Diseño y comprobación de una interfaz de control automático usando el láser como método de medición del crecimiento microbiano*. Proyecto de graduación para optar por el grado de Licenciatura en Ingeniería Química, Escuela de Ingeniería Química, Universidad de Costa Rica, San José, Costa Rica.
- Carr, J. J. (1987). *Digital interfacing with an analog world* (2<sup>nd</sup> ed.). Pensilvania: TAB Books.
- Creus, A. (2001). *Instrumentación industrial* (6<sup>a</sup> ed.). Santafé de Bogotá, Colombia: Alfaomega Marcombo. (Reimpreso a partir de la edición original de 1997)
- Desjardins, M., & Clot, J. (1983). Industrial sensors usable in the domain of advanced automatic systems. En Z. Binder & R. Perret (Eds.), *Components and instruments for distributed control systems: Proceedings of the IFAC symposium, Paris, France, 9-11 December 1982* (pp. 33-35). Oxford: Pergamon Press.
- Díaz, C. (2004, mayo 11). *Amplificadores operacionales*. Accesado el 26 de junio de 2005, desde <http://perso.wanadoo.es/chyryes/tutoriales/archivos/opamp.pdf>

- DiStefano, J. J., Stubberud, A. R., y Williams, I. J. (1992). *Retroalimentación y sistemas de control*. (2ª ed.) (Trad. R. Gomez). México: McGraw-Hill Interamericana. (Trabajo original publicado en 1990)
- Franklin, G. F., Powell, D. J., & Emami-Naeini, A. (1991). *Control de sistemas dinámicos con retroalimentación* (Trads. J. A. Carranza, V. H. del Valle). Wilmington, Delaware: Addison-Wesley Iberoamericana.
- García de Jalón, J., Rodríguez, J. I., y Brazález, A. (1999). *Aprenda Visual Basic 6.0 como si estuviera en primero* (J. García de Jalón, Ed.). Escuela Superior de Ingenieros Industriales de San Sebastián, Universidad de Navarra. Disponible desde <http://www.tecnun.es/asignaturas/Informat1/ayudainf/aprendainf/VisualBasic6/vbasic60.pdf>
- Garrett, P. H. (1981). *Analog I/O design: acquisition, conversion, recovery*. Reston, Virginia: Reston.
- Gomáriz, S., Biel, D., Matas, J., y Reyes, M. (1999). *Teoría de control: diseño electrónico*. México D.F.: Alfaomega.
- Harrison, H. L., y Bollinger, J. G. (1976). *Controles automáticos: sistemas, aplicaciones eléctricas, aplicaciones mecánicas, casos lineales* (2ª ed.) (Trad. L. Razo). México D.F.: Trillas. (Trabajo original publicado en 1969)
- Healey, M. (1967). *Principles of automatic control*. Londres: D. Van Nostrand.
- Hernández, R. (s.f.). *Conceptos de programación de sistemas*. Accesado el 30 de mayo de 2006, desde [http://www.todobytes.net/Articulos/Programacion\\_de\\_Sistemas/programacion\\_de\\_sistemas.html](http://www.todobytes.net/Articulos/Programacion_de_Sistemas/programacion_de_sistemas.html)
- Herra, G. A. (1985). *Construcción de los módulos básicos de un controlador automático*. Proyecto de graduación para optar por el grado de Bachillerato en Ingeniería Eléctrica, Escuela de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Costa Rica, San José, Costa Rica.
- Himmelblau, D. M., y Bischoff, K. B. (1976). *Análisis y simulación de procesos* (Trad. F. Mato). Barcelona: Reverté. (Trabajo original publicado en 1968)
- Hunter, R. P. (1978). *Automated process control systems: concepts and hardware*. Nueva Jersey: Prentice-Hall.
- Ibrahim, D. (2006). *Microcontroller based applied digital control*. Sussex del Oeste, Inglaterra: John Wiley & Sons.
- Jack, H. (2005, abril 14). *Automating manufacturing systems with PLCs* (version 4.7). Disponible desde [http://claymore.engineer.gvsu.edu/~jackh/books/plcs/pdf/plcbook4\\_7.pdf](http://claymore.engineer.gvsu.edu/~jackh/books/plcs/pdf/plcbook4_7.pdf)
- Johnson, C. D. (1984). *Microprocessor-based process control*. Nueva Jersey: Prentice-Hall.
- Kuo, B. C. (1996). *Sistemas de control automático* (7ª ed.) (Trad. G. Aranda). México: Prentice-Hall Hispanoamericana. (Trabajo original publicado en 1995)
- Landau, I. D., & Zito, G. (2006). *Digital control systems: design, identification and implementation*. Alemania: Springer-Verlag.
- Molina, D. (1998). *Implementación de un sistema de control automático para un biorreactor utilizando un controlador lógico programable*. Proyecto de graduación para optar por el grado de Licenciatura en Ingeniería Química, Escuela de Ingeniería Química, Universidad de Costa Rica, San José, Costa Rica.

- Mott, R. L. (1996). *Mecánica de fluidos aplicada* (4ª ed.) (Trad. C. R. Cordero, A. H. Flores). México D.F.: Prentice-Hall Hispanoamericana. (Trabajo original publicado en 1994)
- Murillo, L. P. (1986). *Uso de controladores programables*. Proyecto de graduación para optar por el grado de Bachillerato en Ingeniería Eléctrica, Escuela de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Costa Rica, San José, Costa Rica.
- O'Dwyer, A. (2006). *Handbook of PI and PID controller tuning rules* (2<sup>nd</sup> ed.). Londres: Imperial College Press.
- Ogata, K. (1998). *Ingeniería de control moderna* (3ª ed.) (Trad. M. A. Martínez). México: Prentice-Hall Hispanoamericana. (Trabajo original publicado en 1997)
- Orozco, R. (1974). *Introducción al control automático*. San José, Costa Rica: Publicaciones de la Universidad de Costa Rica. (Nº de serie 223).
- Petruzella, F. D. (2005). *Programmable logic controllers* (3<sup>rd</sup> ed.). Nueva York: McGraw-Hill.
- Polke, M. (Ed.) (1994). *Process control engineering*. Weinheim, Alemania: VCH.
- Scenna, N. J., Aguirre, P. A., Benz, S. B., Chiotti, O. J., Espinosa, H. J., Ferro, M. B., *et al.* (1999). *Modelado, simulación y optimización de procesos químicos* (N. J. Scenna, Ed.). Disponible desde [http://www.modeloingenieria.edu.ar/libros/modeinge/modinge\\_f.htm](http://www.modeloingenieria.edu.ar/libros/modeinge/modinge_f.htm)
- Scott, N., & Kagawa, H. (2002, julio). *A crash course in microelectronics*. Accesado el 30 de marzo de 2005, desde [http://www.mech.uwa.edu.au/NWS/How\\_to\\_do\\_stuff/micro\\_crash\\_course/](http://www.mech.uwa.edu.au/NWS/How_to_do_stuff/micro_crash_course/)
- Smith, C., & Corripio, A. (1997). *Principles and practice of automatic process control* (2<sup>nd</sup> ed.). Nueva York: John Wiley & Sons.
- Socher, G. (2002, septiembre 24). *Programming the AVR microcontroller with GCC*. Accesado el 13 de diciembre de 2003, desde <http://www.linuxfocus.org/English/March2002/article231.shtml>
- Sonda de temperatura* (2000, junio 26). Accesado el 9 de septiembre de 2008, desde <http://www.geocities.com/acuariogratis3/electronica/sondatemperatura.html>
- Termómetro electrónico de precisión* (2006, enero 4). Accesado el 9 de septiembre de 2008, desde <http://www.geocities.com/acuariogratis3/electronica/termometro.html>
- Tham, M. T. (1998). *Discretised PID controllers - Part of a set of study notes on digital control*. School of Chemical Engineering and Advanced Materials, University of Newcastle upon Tyne. Reino Unido. Accesado el 26 de abril de 2005, desde <http://lorien.ncl.ac.uk/ming/digicont/digimath/dpid1.htm>
- Tropic, O. G. (2000). *Estándar de comunicaciones RS-232C (O cómo funciona un puerto serie...)*. Accesado el 9 de abril de 2005, desde <http://www.euskalnet.net/shizuka/rs232.htm>
- Warwick, K. (1996). *An introduction to control systems* (2<sup>nd</sup> ed.). Singapur: World-Scientific.
- Žak, S. H. (2003). *Systems and control*. Nueva York: Oxford University Press.



# APÉNDICE

# A DATOS EXPERIMENTALES

**Cuadro A.1** Lecturas del transmisor de nivel para la calibración con agua a 24 °C

Nivel del líquido, $h$ (m)	Salida del transmisor de nivel, $y_h$ (%TO)
0,000	1,7
0,030	1,7
0,040	3,5
0,050	6,0
0,070	10,5
0,103	18,2
0,120	22,0
0,150	28,8
0,190	38,0
0,210	43,0
0,220	44,9
0,230	47,1
0,250	51,8
0,260	54,0
0,280	58,6
0,300	63,2
0,330	70,0
0,353	75,2
0,369	79,4
0,390	83,7
0,413	89,0
0,443	96,0

**Cuadro A.2** Lecturas del transmisor de flujo de entrada 1 para la calibración con agua a 24 °C

Volumen, $v$ (l)	Tiempo, $t$ (s)	Salida del transmisor, $y_{ql}$ (%TO)
0	-	0,0
5	280,4	20,2
5	143,2	40,4
5	98,4	60,0
5	68,8	85,0
5	57,4	102,0

**Cuadro A.3** Lecturas del transmisor de flujo de entrada 2 para la calibración con agua a 24 °C

Volumen, $v$ (l)	Tiempo, $t$ (s)	Salida del transmisor, $y_{q2}$ (%TO)
0	-	0,0
5	284,9	19,6
5	140,0	41,0
6	112,2	61,0
6	85,9	80,0
6	72,3	95,0

**Cuadro A.4** Lecturas del transmisor de flujo de salida para la calibración con agua a 24 °C

Volumen, $v$ (l)	Tiempo, $t$ (s)	Salida del transmisor, $y_{q2}$ (%TO)
0	-	0,0
4	437,8	10,5
4	210,8	22,1
5	132,8	43,3
5	92,3	62,0
5	87,2	67,0

**Cuadro A.5** Lecturas del transmisor de temperatura para la calibración con agua líquida y lectura en voltímetro

Temperatura, $T$ (°C)	Salida del transmisor, $y_t$ (%TO)	Salida del voltímetro, $y_t$ (V)
6,0	12,0	0,60
22,0	44,0	2,20
10,0	20,0	1,00
21,5	43,0	2,15
27,5	55,4	2,77
35,0	70,0	3,50
38,0	76,0	3,80
44,0	88,8	4,44

**Cuadro A.6** Nivel alcanzado por el líquido para distintos volúmenes de agua a 24 °C

Volumen, $v$ (l)	Nivel del líquido, $h$ (m)
0	0,000
4	0,130
5	0,165
6	0,195
7	0,230
8	0,260
9	0,295
10	0,330
10,3	0,335
12	0,390



**Cuadro A.7** Resultados<sup>5</sup> de las corridas en lazo abierto para caracterizar el flujo de salida, canal de entrada = ADC5, canal de salida = PWM2, modo = MANUAL,  $\Delta t_s = 100$  ms,  $fc = 1$ ,  $M_{cero} = 200$ ,  $M_{máx} = 600$

Instante, $i$ (adim.)	Salida del controlador, $M$ (%CO)	Variable manipulada, $y_{q3}$ (%TO)
15330	14,0	1,2
15350	14,0	1,3
15360	14,0	1,2
15370	14,0	1,1
15380	14,0	1,1
15390	14,0	1,1
15400	14,0	1,1
15410	14,0	1,2
15415	14,0	1,0
15416	87,1	1,2
15419	87,1	10,7
15422	87,1	18,3
15430	87,1	26,8
15440	87,1	28,7
15450	87,1	29,1
15460	87,1	29,2
15470	87,1	29,0
15480	87,1	28,9
15490	87,1	29,0
15500	87,1	29,2
15510	87,1	29,1
15520	87,1	29,0
15530	87,1	29,0
15540	87,1	29,0
15550	87,1	29,1
15560	87,1	29,0
15570	87,1	28,9
15580	87,1	28,8
15590	87,1	29,0
15600	87,1	29,0
15610	87,1	29,0
15624	87,1	29,1
15625	25,2	29,0
15628	25,2	21,3
15630	25,2	16,6
15632	25,2	13,2
15640	25,2	7,2
15650	25,2	5,5
15660	25,2	5,2
15670	25,2	5,1
15680	25,2	5,0
15690	25,2	5,1

<sup>5</sup> Se muestran datos representativos, la totalidad de los datos pueden consultarse en el medio digital adjunto.

**Cuadro A.7 (cont.)** Resultados de las corridas en lazo abierto para caracterizar el flujo de salida, canal de entrada = ADC5, canal de salida = PWM2, modo = MANUAL,  $\Delta t_s = 100$  ms,  $f_c = 1$ ,  $M_{cero} = 200$ ,  $M_{máx} = 600$

Instante, $i$ (adim.)	Salida del controlador, $M$ (%CO)	Variable manipulada, $y_{q3}$ (%TO)
15700	25,2	5,1
15710	25,2	5,1
15720	25,2	5,1
15730	25,2	5,0
15740	25,2	5,1
15750	25,2	5,1
15760	25,2	5,1
15782	25,2	5,1
15783	86,3	5,0
15785	86,3	10,1
15789	86,3	19,8
15800	86,3	27,3
15820	86,3	28,4
15830	86,3	28,7
15840	86,3	28,6
15850	86,3	28,6
15860	86,3	28,4
15870	86,3	28,4
15880	86,3	28,5
15890	86,3	28,6
15900	86,3	28,4
15910	86,3	28,4
15920	86,3	28,7
15930	86,3	28,3
15940	86,3	28,5
15950	86,3	28,5
15951	26,3	28,4
15954	26,3	21,0
15958	26,3	13,3
15970	26,3	6,4
15980	26,3	5,6
15990	26,3	5,4
16000	26,3	5,3
16010	26,3	5,3
16020	26,3	5,2
16030	26,3	5,4
16040	26,3	5,3
16050	26,3	5,2
16060	26,3	5,4
16070	26,3	5,3
16080	26,3	5,3
16090	26,3	5,3
16100	26,3	5,2
16110	26,3	5,3

**Cuadro A.7 (cont.)** Resultados de las corridas en lazo abierto para caracterizar el flujo de salida, canal de entrada = ADC5, canal de salida = PWM2, modo = MANUAL,  $\Delta t_s = 100$  ms,  $f_c = 1$ ,  $M_{cero} = 200$ ,  $M_{máx} = 600$

Instante, $i$ (adim.)	Salida del controlador, $M$ (%CO)	Variable manipulada, $y_{q3}$ (%TO)
16120	26,3	5,3
16130	26,3	5,3
16140	26,3	5,3
16150	26,3	5,0
16160	26,3	5,3
16170	26,3	5,2
16177	26,3	5,3
16178	68,1	5,3
16181	68,1	10,7
16184	68,1	15,7
16190	68,1	19,7
16210	68,1	22,0
16220	68,1	22,0
16230	68,1	22,0
16240	68,1	21,9
16250	68,1	21,8
16260	68,1	21,7
16270	68,1	21,9
16280	68,1	22,0
16290	68,1	21,9
16300	68,1	21,8
16320	68,1	21,9
16330	68,1	21,9
16340	68,1	21,9
16350	68,1	21,9
16360	68,1	21,8
16370	68,1	21,7
16388	68,1	21,9
16389	14,2	21,9
16392	14,2	16,3
16396	14,2	9,2
16410	14,2	2,2
16430	14,2	1,5
16450	14,2	1,4
16460	14,2	1,6
16470	14,2	1,4
16480	14,2	1,4
16500	14,2	1,5
16510	14,2	1,3
16520	14,2	1,4
16530	14,2	1,4
16540	14,2	1,4
16550	14,2	1,3
16560	14,2	1,2

**Cuadro A.8** Resultados<sup>6</sup> de las corridas en lazo abierto para caracterizar la temperatura dentro del tanque, valores adquiridos en intervalos  $\Delta t_s = 250$  ms

Instante, $i$ (adim.)	Temperatura tanque, $y_T$ (%TO)	Flujo de salida, $y_{q3}$ (%TO)	Flujo de entrada, $y_{q2}$ (%TO)
12932	52,4	25,8	27,0
13132	52,3	25,6	28,3
13332	51,9	25,8	28,1
13532	52,3	25,6	27,2
13732	52,3	25,6	26,1
13932	52,2	25,7	27,7
14132	52,2	25,7	27,3
14332	52,1	25,7	26,7
14532	52,2	25,5	27,4
14732	52,2	25,6	27,6
14932	51,8	21,6	26,1
14936	51,8	21,6	8,7
14940	51,8	21,9	2,4
14948	52,0	22,1	0,2
14956	51,9	22,2	0,2
14964	52,3	22,2	16,4
14972	52,2	22,6	16,7
14980	52,6	22,8	16,4
14988	52,6	22,7	1,2
14996	52,6	23,1	9,3
15004	52,2	23,2	11,0
15012	52,6	23,3	11,2
15052	52,9	6,4	11,4
15132	53,3	0,4	11,2
15232	54,1	0,0	11,2
15332	54,6	7,4	11,0
15532	55,7	10,8	11,4
15732	56,7	10,7	11,4
15932	58,0	10,7	11,1
16132	58,9	10,5	11,0
16332	59,7	10,4	11,4
16532	60,2	10,5	11,2
16732	60,5	10,4	10,8
16932	61,6	10,1	11,3
17132	62,5	10,3	10,8
17332	63,2	10,1	10,6
17532	63,8	10,1	10,6
17732	64,4	9,9	10,7
17932	64,7	10,0	11,0
18132	65,2	9,8	10,6
18332	65,8	9,7	10,7
18532	65,9	9,7	10,8
18732	66,8	9,6	10,6

<sup>6</sup> Se muestran datos representativos, la totalidad de los datos pueden consultarse en el medio digital adjunto.

**Cuadro A.8 (cont.)** Resultados de las corridas en lazo abierto para caracterizar la temperatura dentro del tanque, valores adquiridos en intervalos  $\Delta t_s = 250$  ms

Instante, $i$ (adim.)	Temperatura tanque, $y_T$ (%TO)	Flujo de salida, $y_{q3}$ (%TO)	Flujo de entrada, $y_{q2}$ (%TO)
18932	66,9	10,2	10,4
19132	67,2	9,3	11
19332	67,9	9,8	10,8
19532	67,9	9,5	10,1
19732	68,5	9,5	9,4
19932	68,7	9,1	10,0
20132	69,0	9,1	10,5
20332	69,5	11,1	11,0
20532	69,3	11,0	10,2
20732	69,7	10,9	11,1
20932	69,9	11,0	11,0
21132	70,2	10,9	11,0
21332	70,4	10,7	10,3
21532	70,4	10,2	11,4
21732	70,4	10,0	11,4
21932	70,5	10,0	11,6
22132	70,4	10,2	11,5
22332	70,5	10,0	11,3
22532	70,7	10,0	11,6
22732	70,5	10,1	11,6
22800	70,8	9,9	11,8

**Cuadro A.9** Temperatura del líquido de entrada durante la corrida para la caracterización de la temperatura dentro del tanque

Tiempo, $t$ (min)	Temperatura del líquido de entrada, $T_i$ (°C)
0	20,5
5	19,5
10	19,5
15	19,5
20	19,5
25	20,0
30	20,0
35	20,0
40	20,0
45	20,5
50	20,5
55	20,5

# B RESULTADOS INTERMEDIOS

**Cuadro B.1** Datos intermedios para el ajuste del acondicionador de temperatura

Parámetro	Valor
Voltaje teórico del transistor a 0 °C, $V_z$ (V)	0,744
Ganancia de amplificación de voltaje, $a$ (adim.)	45,45

**Cuadro B.2** Datos de la primera curva de reacción para la caracterización del flujo de salida

Parámetro	Valor
Flujo de salida en estado estable inicial, $y_{q3,1}$ (%TO)	1,1
Flujo de salida en estado estable final, $y_{q3,2}$ (%TO)	29,1
Cambio en la salida del controlador, $\Delta m$ (%CO)	73,1
Cambio en el flujo de salida, $\Delta y_{q3}$ (%TO)	28,0
Valor alcanzado al 28,3% de cambio en el flujo, $y'_{q3}$ (%TO)	9,0
Valor alcanzado al 63,2% de cambio en el flujo, $y''_{q3}$ (%TO)	18,8
Tiempo del salto en escalón, $t_{se}$ (s)	11,6
Tiempo al 28,3% de cambio en el flujo, $t_1$ (s)	11,9
Tiempo al 63,2% de cambio en el flujo, $t_2$ (s)	12,2
Constante de tiempo de la válvula, $\tau_v$ (s)	0,45
Constante de tiempo muerto del flujo, $t_0$ (s)	0,20
Ganancia de la válvula, $K_v$ ( $10^{-7}$ (m <sup>3</sup> /s)/%CO)	3,31

**Cuadro B.3** Datos de la segunda curva de reacción para la caracterización del flujo de salida

Parámetro	Valor
Flujo de salida en estado estable inicial, $y_{q3,1}$ (%TO)	29,0
Flujo de salida en estado estable final, $y_{q3,2}$ (%TO)	5,1
Cambio en la salida del controlador, $\Delta m$ (%CO)	-62,9
Cambio en el flujo de salida, $\Delta y_{q3}$ (%TO)	-23,9
Valor alcanzado al 28,3% de cambio en el flujo, $y'_{q3}$ (%TO)	22,2
Valor alcanzado al 63,2% de cambio en el flujo, $y''_{q3}$ (%TO)	13,9
Tiempo del salto en escalón, $t_{se}$ (s)	32,5
Tiempo al 28,3% de cambio en el flujo, $t_1$ (s)	32,8
Tiempo al 63,2% de cambio en el flujo, $t_2$ (s)	33,2
Constante de tiempo de la válvula, $\tau_v$ (s)	0,60
Constante de tiempo muerto del flujo, $t_0$ (s)	0,20
Ganancia de la válvula, $K_v$ ( $10^{-7}$ (m <sup>3</sup> /s)/%CO)	3,29

**Cuadro B.4** Datos de la tercera curva de reacción para la caracterización del flujo de salida

Parámetro	Valor
Flujo de salida en estado estable inicial, $y_{q3,1}$ (%TO)	5,1
Flujo de salida en estado estable final, $y_{q3,2}$ (%TO)	28,5
Cambio en la salida del controlador, $\Delta m$ (%CO)	61,1
Cambio en el flujo de salida, $\Delta y_{q3}$ (%TO)	23,4
Valor alcanzado al 28,3% de cambio en el flujo, $y'_{q3}$ (%TO)	11,7
Valor alcanzado al 63,2% de cambio en el flujo, $y''_{q3}$ (%TO)	19,9
Tiempo del salto en escalón, $t_{se}$ (s)	48,3
Tiempo al 28,3% de cambio en el flujo, $t_1$ (s)	48,5
Tiempo al 63,2% de cambio en el flujo, $t_2$ (s)	48,9
Constante de tiempo de la válvula, $\tau_v$ (s)	0,60
Constante de tiempo muerto del flujo, $t_0$ (s)	0,15
Ganancia de la válvula, $K_v$ ( $10^{-7}$ (m <sup>3</sup> /s)/%CO)	3,31

**Cuadro B.5** Datos de la cuarta curva de reacción para la caracterización del flujo de salida

Parámetro	Valor
Flujo de salida en estado estable inicial, $y_{q3,1}$ (%TO)	28,5
Flujo de salida en estado estable final, $y_{q3,2}$ (%TO)	5,3
Cambio en la salida del controlador, $\Delta m$ (%CO)	-60,0
Cambio en el flujo de salida, $\Delta y_{q3}$ (%TO)	-23,2
Valor alcanzado al 28,3% de cambio en el flujo, $y'_{q3}$ (%TO)	21,9
Valor alcanzado al 63,2% de cambio en el flujo, $y''_{q3}$ (%TO)	13,9
Tiempo del salto en escalón, $t_{se}$ (s)	65,1
Tiempo al 28,3% de cambio en el flujo, $t_1$ (s)	65,4
Tiempo al 63,2% de cambio en el flujo, $t_2$ (s)	65,8
Constante de tiempo de la válvula, $\tau_v$ (s)	0,60
Constante de tiempo muerto del flujo, $t_0$ (s)	0,20
Ganancia de la válvula, $K_v$ ( $10^{-7}$ (m <sup>3</sup> /s)/%CO)	3,34

**Cuadro B.6** Datos de la quinta curva de reacción para la caracterización del flujo de salida

Parámetro	Valor
Flujo de salida en estado estable inicial, $y_{q3,1}$ (%TO)	5,3
Flujo de salida en estado estable final, $y_{q3,2}$ (%TO)	21,9
Cambio en la salida del controlador, $\Delta m$ (%CO)	41,8
Cambio en el flujo de salida, $\Delta y_{q3}$ (%TO)	16,6
Valor alcanzado al 28,3% de cambio en el flujo, $y'_{q3}$ (%TO)	10,0
Valor alcanzado al 63,2% de cambio en el flujo, $y''_{q3}$ (%TO)	15,8
Tiempo del salto en escalón, $t_{se}$ (s)	87,8
Tiempo al 28,3% de cambio en el flujo, $t_1$ (s)	88,1
Tiempo al 63,2% de cambio en el flujo, $t_2$ (s)	88,4
Constante de tiempo de la válvula, $\tau_v$ (s)	0,45
Constante de tiempo muerto del flujo, $t_0$ (s)	0,20
Ganancia de la válvula, $K_v$ ( $10^{-7}$ (m <sup>3</sup> /s)/%CO)	3,44

**Cuadro B.7** Datos de la sexta curva de reacción para la caracterización del flujo de salida

Parámetro	Valor
Flujo de salida en estado estable inicial, $y_{q3,1}$ (%TO)	21,9
Flujo de salida en estado estable final, $y_{q3,2}$ (%TO)	1,4
Cambio en la salida del controlador, $\Delta m$ (%CO)	-53,9
Cambio en el flujo de salida, $\Delta y_{q3}$ (%TO)	-20,5
Valor alcanzado al 28,3% de cambio en el flujo, $y'_{q3}$ (%TO)	16,1
Valor alcanzado al 63,2% de cambio en el flujo, $y''_{q3}$ (%TO)	8,9
Tiempo del salto en escalón, $t_{se}$ (s)	108,9
Tiempo al 28,3% de cambio en el flujo, $t_1$ (s)	109,2
Tiempo al 63,2% de cambio en el flujo, $t_2$ (s)	109,6
Constante de tiempo de la válvula, $\tau_v$ (s)	0,60
Constante de tiempo muerto del flujo, $t_0$ (s)	0,20
Ganancia de la válvula, $K_v$ ( $10^{-7}$ (m <sup>3</sup> /s)/%CO)	3,29

**Cuadro B.8** Datos de la curva de reacción para la caracterización de la temperatura del agua dentro del tanque

Parámetro	Valor
Flujo de entrada en estado estable inicial, $y_{q2,1}$ (%TO)	27,6
Flujo de entrada en estado estable final, $y_{q2,2}$ (%TO)	10,9
Temperatura en estado estable inicial, $y_{T,1}$ (%TO)	51,7
Temperatura en estado estable final, $y_{T,2}$ (%TO)	70,7
Cambio en el flujo de entrada, $\Delta y_{q2}$ (%TO)	16,7
Cambio en la temperatura, $\Delta y_T$ (%TO)	-19,0
Valor alcanzado al 28,3% de cambio en la temperatura, $y'_T$ (%TO)	57,1
Valor alcanzado al 63,2% de cambio en la temperatura, $y''_T$ (%TO)	63,7
Tiempo del salto en escalón, $t_{se}$ (s)	0,0
Tiempo al 28,3% de cambio en la temperatura, $t_1$ (s)	217,0
Tiempo al 63,2% de cambio en la temperatura, $t_2$ (s)	646,0
Constante de tiempo del modelo, $\tau$ (s)	644,0
Constante de tiempo muerto del modelo, $t_0$ (s)	3,0
Ganancia del modelo, $K$ (%TO/%TO)	-1,135



# C MUESTRA DE CÁLCULOS

## C.1. Cálculo de los valores de ajuste del acondicionador de temperatura

El voltaje de salida amplificado del sensor de temperatura sigue la ecuación (3.3.5), al expandirla se tiene:

$$V_o = (a+1)V_p - a \cdot V_z - a \cdot k \cdot T \quad (\text{C.1.1})$$

donde la caída de voltaje del transistor a 0 °C,  $V_z$ , se despeja de la ecuación (3.3.4):

$$V_z = V_d - k \cdot T \quad (\text{C.1.2})$$

Para un transistor de silicio con los datos del Cuadro 3.2, filas 1 y 2, columna 2:

$$V_z = 0,7 + 0,0022 \cdot 20 = 0,744 \text{ V}$$

Valor anotado en el Cuadro B.1, fila 1, columna 2. Ahora bien, para medir la temperatura entre 0 y 50 °C la salida amplificada  $V_o$  ha de ser 0 y 5,0 V respectivamente, entonces con la ecuación (C.1.1) se genera el siguiente sistema de ecuaciones:

$$0 = (a+1)V_p - 0,744a \quad (\text{C.1.3})$$

$$5 = (a+1)V_p - 0,744a + 0,11a \quad (\text{C.1.4})$$

Despejando de la ecuación (C.1.3) el voltaje en la entrada no-inversora  $V_p$ :

$$V_p = \frac{0,744a}{a+1} \quad (\text{C.1.5})$$

Sustituyéndolo en la ecuación (C.1.4) se obtiene el valor de la ganancia de amplificación

$$5 = 0,744a - 0,744a + 0,11a$$

$$a = 5/0,11 = 45,45$$

Valor anotado en el Cuadro B.1 fila 2, columna 2. El valor de ajuste del potenciómetro  $R_5$  se obtiene al despejarlo de la ecuación (3.3.3):

$$R_5 = a \cdot R_3 - R_6 \quad (\text{C.1.6})$$

Con la ganancia de amplificación calculada anteriormente y los valores de las resistencias  $R_3$  y  $R_6$  de la Figura 3.16

$$R_5 = 45,4 \cdot 10 - 4,7 = 449,3 \text{ k}\Omega$$

Valor indicado en el Cuadro 3.2, fila 3, columna 2. El valor estimado para  $V_p$  se obtiene de la ecuación (C.1.6):

$$V_p = \frac{0,744a}{a+1} = \frac{0,744 \cdot 45,45}{45,45 + 1} = 0,728 \text{ V}$$

Anotado en el Cuadro 3.2, fila 4, columna 2. Para ajustar el acondicionador a otros intervalos de temperatura se ha de seguir el mismo procedimiento.

## C.2. Cálculo del valor del registro del baudrate del USART a velocidad normal

A partir de la ecuación (4.2.1) se despeja para  $UBRR$  y se evalúa para el valor de cada *baud rate* admitido por MS Windows.

$$UBRR = \frac{\omega_{osc}}{16 \cdot \text{baudrate}} - 1 \quad (\text{C.2.1})$$

Con los datos del Cuadro 4.1, fila 4, columna 1 para una frecuencia de 12 MHz,

$$UBRR = \frac{\omega_{osc}}{16 \cdot baudrate} - 1 = \frac{12000000}{16 \cdot 2400} - 1 = 311,5$$

El resultado se redondea al entero más próximo y se muestra en el Cuadro 4.1, fila 4, columna 2. Los demás valores se obtienen de igual manera.

### C.3. Cálculo del valor del registro del baudrate del USART a doble velocidad

A partir de la ecuación (4.2.2) se despeja para  $UBRR$  y se tiene

$$UBRR = \frac{\omega_{osc}}{8 \cdot baudrate} - 1 \quad (C.3.1)$$

Con los datos del Cuadro 4.1, fila 4, columna 1 para una frecuencia de 12 MHz,

$$UBRR = \frac{\omega_{osc}}{8 \cdot baudrate} - 1 = \frac{12000000}{8 \cdot 2400} - 1 = 624$$

El resultado se redondea al valor entero próximo y se muestra en el Cuadro 4.1, fila 4, columna 5. Los demás valores se obtienen de igual manera.

### C.4. Cálculo del error de comunicación

El error porcentual en la velocidad de comunicación se obtiene a partir de la ecuación (4.2.3) como

$$Error = \left( \frac{baudrate}{baudrate_{admitido}} - 1 \right) * 100 \quad (C.4.1)$$

Con los datos del Cuadro 4.1, fila 4, columnas 1 y 3

$$Error = \left( \frac{2396}{2400} - 1 \right) * 100 = -0,17\%$$

El resultado se redondea a un decimal y se muestra en el Cuadro 4.1, fila 4, columna 4. Los demás valores se obtienen de igual manera.

### C.5. Cálculo de las rectas de mejor ajuste

El cálculo de los parámetros de ajuste de los datos a la recta que minimiza los cuadrados de los errores se realiza a través del programa Microsoft Excel 2003. Primero se grafican los datos y el programa calcula los parámetros de la recta de mejor ajuste.

### C.6. Cálculo de valores promedio

El cálculo de todo valor promedio se obtiene a partir de la definición:

$$\bar{x} = \frac{\sum_{j=1}^n x_j}{n} \quad (\text{C.6.1})$$

siendo  $n$  la cantidad de datos utilizados para obtener el valor promedio de la variable  $x$ . Tomando los datos de la fila 10, columna 2 de los Cuadros B.1 a B.7 se obtiene el valor promedio de la constante de tiempo de la válvula de salida:

$$\tau_v = \frac{0,45 + 0,60 + 0,60 + 0,60 + 0,45 + 0,60}{6} = 0,55 \text{ s}$$

Dato que se encuentra anotado en el Cuadro 3.1, fila 3, columna 2. Para no extender la simbología se omite el utilizar la notación de “barra” en las distintas variables que se presentan en este documento.

### C.7. Determinación del tiempo del salto en escalón

El tiempo en que se realiza el salto en escalón se determina como el instante en que se aplica a un cambio instantáneo en la salida del controlador. Para expresarlo en unidades de tiempo apropiadas al instante determinado se le resta el valor del instante que se considera como inicio de la corrida y luego se multiplica por el intervalo de muestreo, según la siguiente ecuación:

$$t_{se} = (i_{escalón} - i_{inicio}) \Delta t_s \quad (\text{C.7.1})$$

Para las corridas en lazo abierto para caracterizar el flujo de salida con los datos del Cuadro A.7 se encuentra el primer salto en el instante  $i = 15416$ , fijando como instante inicial para dichas corridas  $i = 15300$  y con un intervalo de muestreo conocido de  $0,100$  s se tiene:

$$t_{se} = (15416 - 15300) * 0,100 = 11,6 \text{ s}$$

Este dato se encuentra tabulado en el Cuadro B.2, fila 7 y columna 2. Para el resto de curvas de reacción se sigue el mismo procedimiento y los resultados se tabulan en los correspondientes cuadros.

### **C.8. Determinación del valor en estado estable de la variable controlada para la estimación de parámetros a partir de la curva de reacción**

Los valores en estado estable de la variable controlada para la estimación de los parámetros a partir de las curvas de reacción se calculan como el promedio de los valores que se ajustan a una curva horizontal durante el intervalo inmediato anterior al salto en escalón en la salida del controlador, o al intervalo inmediato posterior al salto según sea el estado estable inicial o estado estable final, siguiendo la ecuación (C.6.1).

Para el caso de la primera curva de reacción para caracterizar el flujo de salida con los datos del Cuadro A.7, filas 4 a 6 de la columna 2 se tiene:

$$y_{q1} = \frac{1,1 + 1,1 + 1,1 + 1,1 + 1,2 + 1,0}{6} = 1,1 \% \text{TO}$$

Valor que se encuentra en el cuadro B.2, fila 1, columna 2. Se aclara que la muestra de cálculo anterior se ha realizado con los datos representativos del cuadro A.7, si bien en realidad se tomó una mayor cantidad de datos contenidos en el medio digital adjunto. Los demás valores se obtienen de igual manera, tanto para el estado estable inicial como el final.

### **C.9. Cálculo del cambio en la salida del controlador**

El cálculo del cambio en la salida del controlador se obtiene al diferenciar los valores antes y después del salto en escalón, según la siguiente expresión:

$$\Delta m = m_2 - m_1 \quad (\text{C.9.1})$$

Con los datos del Cuadro A.7, filas 9 y 10 de la columna 2, se encuentra el cambio en la salida del controlador para la primera curva de reacción del flujo de salida:

$$\Delta m = 87,1 - 14,0 = 73,1 \% \text{CO}$$

Valor que se halla tabulado en el Cuadro B.2, fila 3 y columna 2. Los valores para el resto de curvas de reacción se obtienen bajo el mismo procedimiento y los resultados se tabulan en los cuadros correspondientes.

### C.10. Cálculo del cambio en la variable controlada

El cálculo del cambio en la variable controlada se obtiene al diferenciar los valores en estado estable, según la siguiente expresión:

$$\Delta y = y_2 - y_1 \quad (\text{C.10.1})$$

Con los datos del Cuadro B.2, filas 1 y 2 de la columna 2, se encuentra el cambio en la variable controlada para la primera curva de reacción del flujo de salida:

$$\Delta y_{q_3} = 29,1 - 1,1 = 28,0 \% \text{TO}$$

Valor tabulado en el Cuadro B.2, fila 4 y columna 2. Los valores para el resto de curvas de reacción se obtienen bajo el mismo procedimiento y los resultados se tabulan en los cuadros correspondientes.

### C.11. Cálculo del valor alcanzado al 28,3% de cambio en la variable controlada

El cálculo del valor de la variable controlada al 28,3% del cambio total se realiza mediante la siguiente expresión:

$$y' = y_1 + 0,283\Delta y \quad (\text{C.11.1})$$

Utilizando los datos del Cuadro B.2, filas 1 y 4 de la columna 2 se obtiene el valor que se corresponde con la primer curva de reacción del flujo de salida:

$$y'_{q_3} = 1,1 + 0,283 * 28,0 = 9,0 \% \text{TO}$$

Dato que se encuentra tabulado en la fila 5, columna 2 del Cuadro B.2. Los valores para el resto de curvas de reacción se obtienen bajo el mismo procedimiento y los resultados se tabulan en los cuadros correspondientes.

**C.12. Cálculo del valor alcanzado al 63,2% de cambio en la variable controlada**

Éste cálculo sigue un procedimiento igual al anterior bajo la siguiente expresión:

$$y'' = y_1 + 0,632\Delta y \quad (\text{C.12.1})$$

Utilizando los datos del Cuadro B.2, filas 1 y 4 de la columna 2 se obtiene el valor que se corresponde con la primera curva de reacción del flujo de salida:

$$y''_{q3} = 1,1 + 0,632 * 28,0 = 18,8 \% \text{TO}$$

Dato que se encuentra tabulado en la fila 6, columna 2 del Cuadro B.2.

**C.13. Determinación del tiempo al 28,3% de cambio en la variable controlada**

El tiempo  $t_1$  en que se presenta el cambio de 28,3% de la variable controlada se determina como el instante en que se encuentra el valor experimental de la variable controlada que más se aproxima al valor calculado  $y_{t1}$  dentro del intervalo siguiente al escalón, si bien también se puede utilizar una mejor aproximación. El instante se convierte a unidades de tiempo según el mismo procedimiento del punto C.7, así:

$$t_1 = (i_{28,3} - i_{inicio}) \Delta t_s \quad (\text{C.13.1})$$

Para la primera curva de reacción del flujo de salida, el dato de  $y_{q3,t1} = 9,0 \% \text{TO}$  (Cuadro B.2, fila 5, columna 2) se encuentra muy cercano al valor de 10,7 %TO encontrado en el Cuadro A.7, fila 11, columna 3, y de la columna 1 se lee el instante  $i = 15419$ , por lo que:

$$t_1 = (15419 - 15300) * 0,100 = 11,9 \text{ s}$$

Dato que aparece anotado en la fila 8, columna 2 del Cuadro B.2. Los demás datos análogos se obtienen siguiendo el mismo procedimiento.

**C.14. Determinación del tiempo al 63,2% de cambio en la variable controlada**

El tiempo  $t_2$  en que se presenta el cambio de 63,2% de la variable controlada se determina como el instante en que se encuentra el valor experimental de la variable controlada que más se

aproxima al valor calculado  $y_{t2}$  dentro del intervalo siguiente al escalón, si bien también se puede interpolar entre los datos. El instante se convierte a unidades de tiempo según:

$$t_2 = (i_{63,2} - i_{inicio}) \Delta t_s \quad (C.14.1)$$

Para la primera curva de reacción del flujo de salida, el dato de  $y_{q3,t2} = 18,8$  %TO (Cuadro B.2, fila 6, columna 2) se encuentra muy cercano al valor de 18,3 %TO encontrado en el Cuadro A.7, fila 10, columna 3, y de la columna 1 se lee el instante  $i = 15422$ , por lo que:

$$t_2 = (15422 - 15300) * 0,100 = 12,2 \text{ s}$$

Dato que aparece anotado en la fila 9, columna 2 del Cuadro B.2. Los demás datos análogos se obtienen siguiendo el mismo procedimiento.

### C.15. Cálculo de la constante de tiempo efectiva del proceso

La constante de tiempo efectiva se obtiene tras aplicar la relación establecida en la ecuación (1.3.3):

$$\tau = \frac{3}{2}(t_2 - t_1) \quad (C.15.1)$$

Para la primera curva de reacción del flujo de salida se consideran los valores mostrados en las filas 8 y 9, columna 2 del Cuadro B.2 y se obtiene una constante de tiempo para la válvula de:

$$\tau_v = \frac{3}{2}(12,2 - 11,9) = 0,45 \text{ s}$$

Valor reportado en el Cuadro B.2, fila 10 y columna 2. Para el resto de las curvas de reacción se calculan de la misma manera.

### C.16. Cálculo de la constante de tiempo muerto efectivo del proceso

La constante de tiempo muerto efectivo se obtiene tras aplicar la relación establecida en la ecuación (1.3.4), corrigiendo  $t_2$  respecto al instante en que se aplica el escalón:



$$t_0 = (t_2 - t_{se}) - \tau + \frac{\Delta t_s}{2} \quad (\text{C.16.1})$$

Para la primera curva de reacción del flujo de salida se consideran los valores mostrados en las filas 7, 9 y 10, columna 2 del Cuadro B.2 y conociendo el intervalo de muestreo de 100 ms se obtiene:

$$t_0 = (12,2 - 11,6) - 0,45 + \frac{0,100}{2} = 0,20 \text{ s}$$

Valor reportado en el Cuadro B.2, fila 12 y columna 2. Para el resto de las curvas de reacción se calculan de la misma manera.

### C.17. Cálculo de la ganancia de la válvula

La ganancia de la válvula se obtiene a partir de la relación indicada en la ecuación (1.3.5) pero esta resulta en unidades de %TO/%CO por lo que para las unidades de (m<sup>3</sup>/s)/%CO requeridas se divide entre la ganancia del transmisor de flujo correspondiente así,

$$K_v = \frac{\Delta y_q}{\Delta m} \frac{1}{K_f} \quad (\text{C.17.1})$$

Con los datos del Cuadro B.2 filas 3 y 4, columna 2 y del Cuadro 5.1 fila 5, columna 3:

$$K_v = \frac{28,0}{73,1} \frac{1}{1,156 \times 10^6} = 3,31 \times 10^{-7}$$

Valor registrado en el cuadro B.2 fila 12, columna 2. Para cada corrida se procede de la misma forma.

# D MODELADO DEL SISTEMA

## D.1. Modelo del lazo de nivel

Realizando un balance de masa para el líquido dentro del tanque V-31 del diagrama mostrado en la Figura 5.6 se llega a:

$$\frac{d[\rho \cdot v(t)]}{dt} = \rho \cdot q_1(t) + \rho \cdot q_2(t) - \rho \cdot q_3(t) \quad (\text{D.1.1})$$

El volumen del tanque se expresa en función de la altura del líquido y se agrupan las dos corrientes de entrada como una sola para simplificar así:

$$v(t) = A \cdot h(t) \quad (\text{D.1.2})$$

$$q_1(t) + q_2(t) = q_i(t) \quad (\text{D.1.3})$$

Por lo que,

$$A \frac{dh(t)}{dt} = q_i(t) - q_3(t) \quad (\text{D.1.4})$$

Considerando en el tiempo  $t = 0$  el estado estable inicial, al restarlo de la ecuación anterior se llega a

$$A \frac{d[h(t) - h(0)]}{dt} = [q_i(t) - q_i(0)] - [q_3(t) - q_3(0)] \quad (\text{D.1.5})$$

Simplificando a variables desviación según la definición presentada en la ecuación (1.3.6) se tiene

$$H(t) = h(t) - h(0) \quad (\text{D.1.6})$$

$$F_i(t) = q_i(t) - q_i(0) \quad (\text{D.1.7})$$

$$F_o(t) = q_3(t) - q_3(0) \quad (\text{D.1.8})$$

De modo que

$$A \frac{d[H(t)]}{dt} = F_i(t) - F_o(t) \quad (\text{D.1.9})$$

Tras aplicar la transformada de Laplace y simplificar se llega al modelo de la ecuación (5.3.1):

$$H(s) = \frac{1}{A \cdot s} (F_i(s) - F_o(s))$$

## D.2. Modelado del lazo de temperatura

Se realiza un balance de energía para el líquido dentro del tanque V-31 del diagrama mostrado en la Figura 5.17, bajo las suposiciones de temperatura de entrada  $T_i$  constante, volumen de líquido  $v$  dentro del tanque constante, despreciables pérdidas de calor al ambiente, e igual flujo de entrada y de salida se llega a:

$$\frac{d[\rho \cdot v \cdot u(t)]}{dt} = \rho_i \cdot \dot{h}_i \cdot q(t) - \rho \cdot \dot{h}(t) \cdot q(t) + w(t) \quad (\text{D.2.1})$$

donde  $u(t)$  es la energía interna del líquido en el tanque,  $\dot{h}$  las entalpías del líquido, y  $w(t)$  corresponde al calor suministrado por el calentador eléctrico que se mantiene a la potencia máxima

$$u(t) = Cv \cdot T(t) \quad (\text{D.2.2})$$

$$\dot{h}(t) = Cp \cdot T(t) \quad (\text{D.2.2})$$

$$w(t) = U_D \cdot A_{ce} \cdot [T_{ce}(t) - T(t)] \quad (\text{D.2.3})$$

Y si se considera despreciable la variación de la densidad y de la capacidad calorífica dentro del ámbito limitado de temperatura, y se supone la temperatura del calentador como una constante

$$\rho \cdot v \cdot C_v \frac{dT(t)}{dt} = \rho \cdot C_p \cdot T_i \cdot q(t) - \rho \cdot C_p \cdot q(t)T(t) + U_D \cdot A_{ce} \cdot [T_{ce} - T(t)] \quad (D.2.4)$$

Si se considera en  $t = 0$  el estado estable inicial

$$\rho \cdot v \cdot C_v \frac{dT(0)}{dt} = \rho \cdot C_p \cdot T_i \cdot q(0) - \rho \cdot C_p \cdot q(0)T(0) + U_D \cdot A_{ce} \cdot [T_{ce} - T(0)] \quad (D.2.5)$$

Restando (D.2.5) de (D.2.4),

$$\rho \cdot v \cdot C_v \frac{d\Gamma(t)}{dt} = \rho \cdot C_p \cdot T_i \cdot F(t) - \rho \cdot C_p [q(t)T(t) - q(0)T(0)] - U_D \cdot A_{ce} \cdot \Gamma(t) \quad (D.2.6)$$

donde se han utilizado las siguientes variables desviación:

$$F(t) = q(t) - q(0) \quad (D.2.7)$$

$$\Gamma(t) = T(t) - T(0) \quad (D.2.8)$$

Al linealizar la función dependiente del tiempo en el segundo término de la derecha de la ecuación (D.2.6)

$$q(t)T(t) \approx q(0)T(0) + T(0)[q(t) - q(0)] + q(0)[T(t) - T(0)] \quad (D.2.9)$$

$$q(t)T(t) - q(0)T(0) \approx T(0)F(t) + q(0)\Gamma(t) \quad (D.2.10)$$

Sustituyendo,

$$\rho \cdot v \cdot C_v \frac{d\Gamma(t)}{dt} = \rho \cdot C_p \cdot T_i \cdot F(t) - \rho \cdot C_p [T(0)F(t) + q(0)\Gamma(t)] - U_D \cdot A_{ce} \cdot \Gamma(t) \quad (D.2.11)$$

$$\rho \cdot v \cdot C_v \frac{d\Gamma(t)}{dt} = \rho \cdot C_p \cdot [T_i - T(0)] \cdot F(t) - [\rho \cdot C_p \cdot q(0) - U_D \cdot A_{ce}] \cdot \Gamma(t) \quad (D.2.12)$$

$$\frac{\rho \cdot v \cdot C_v}{\rho \cdot C_p \cdot q(0) - U_D \cdot A_{ce}} \frac{d\Gamma(t)}{dt} = \frac{\rho \cdot C_p \cdot [T_i - T(0)]}{\rho \cdot C_p \cdot q(0) - U_D \cdot A_{ce}} \cdot F(t) - \Gamma(t) \quad (D.2.13)$$

$$\tau \cdot \frac{d\Gamma(t)}{dt} + \Gamma(t) = K \cdot F(t) \quad (D.2.14)$$

donde

$$\tau = \frac{\rho \cdot v \cdot C_v}{\rho \cdot C_p \cdot q(0) - U_D \cdot A_{ce}} \quad (D.2.15)$$

$$K = \frac{\rho \cdot C_p \cdot [T_i - T(0)]}{\rho \cdot C_p \cdot q(0) - U_D \cdot A_{ce}} \quad (D.2.16)$$

que se comprueba tienen unidades consistentes. Ahora aplicando la transformada de Laplace a la ecuación (D.2.14) y simplificando se llega finalmente al modelo de primer orden

$$\Gamma(s) = \frac{K}{\tau \cdot s + 1} F(s) \quad (D.2.17)$$

Como puede darse un tiempo muerto en la respuesta se corrige quedando tal como en la ecuación (5.4.1):

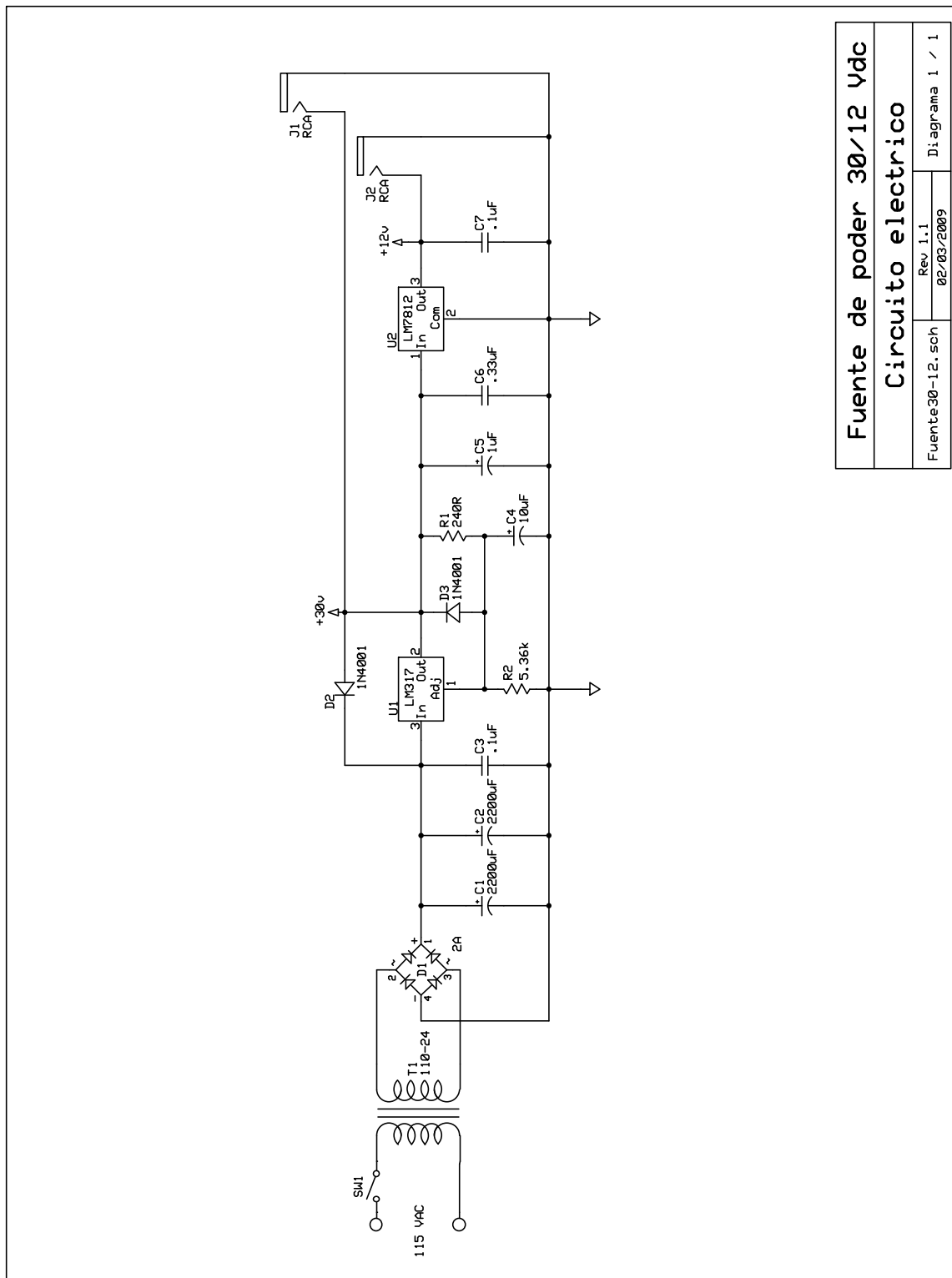
$$\Gamma(s) = \frac{K \cdot e^{-t_0 s}}{\tau \cdot s + 1} F(s)$$



E

# DIAGRAMAS Y PLACAS DE CIRCUITO ELÉCTRICOS

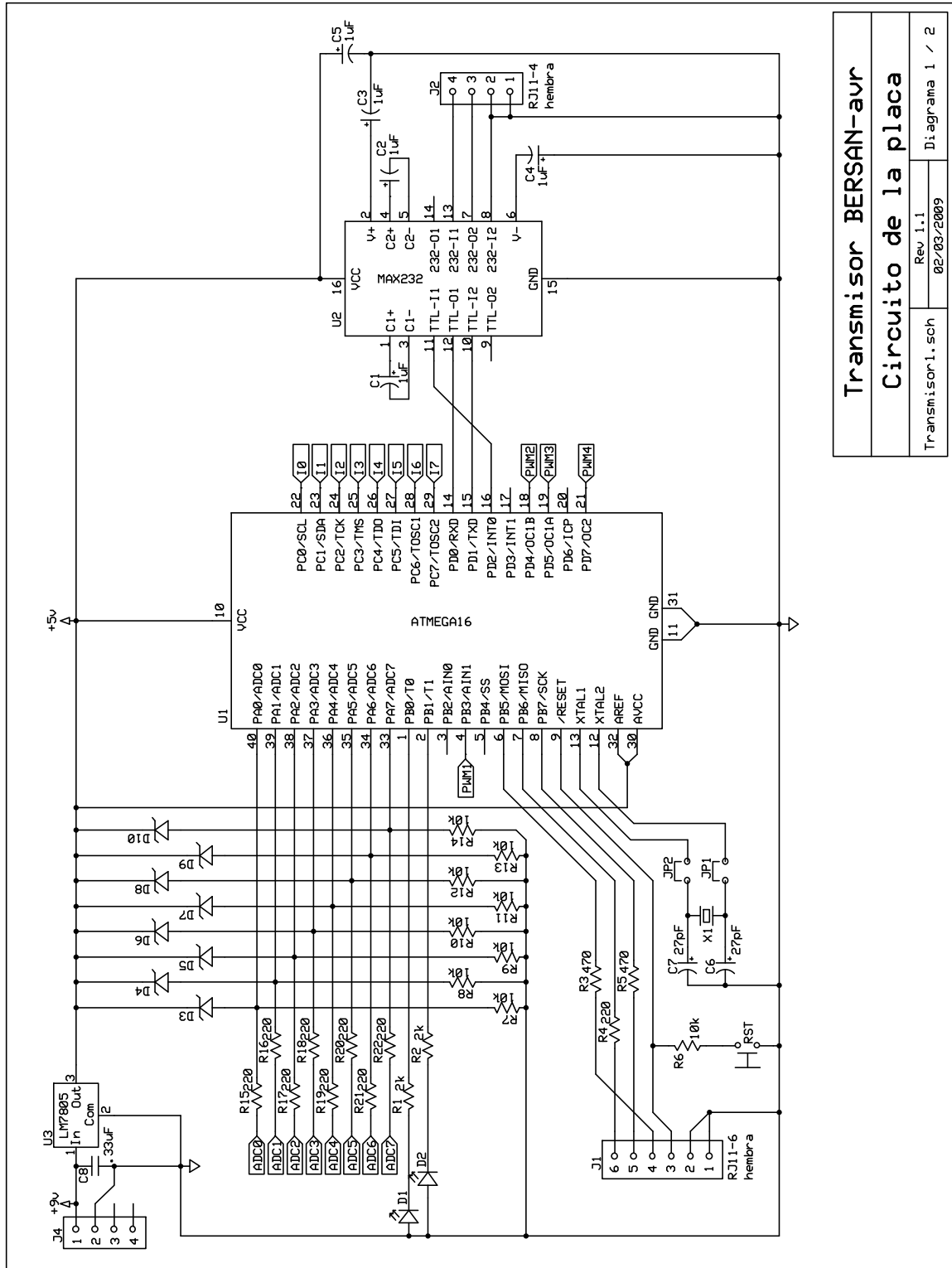
**E.1. Fuente de alimentación 30/12 VDC**



<b>Fuente de poder 30/12 Vdc</b>	
<b>Circuito electrico</b>	
Fuente30-12.sch	Rev. 1.1
	02/03/2009
	Diagrama 1 / 1

**Figura E.1.1** Diagrama eléctrico de la fuente de energía 30/12 V<sub>DC</sub>.

E.2. Transmisor BERSAN-avr



<b>Transmisor BERSAN-avr</b>	
<b>Circuito de la placa</b>	
Transmisor1.sch	Rev 1.1 02/03/2009
Diagrama 1 / 2	

Figura E.2.1 Diagrama eléctrico del transmisor BERSAN-avr.



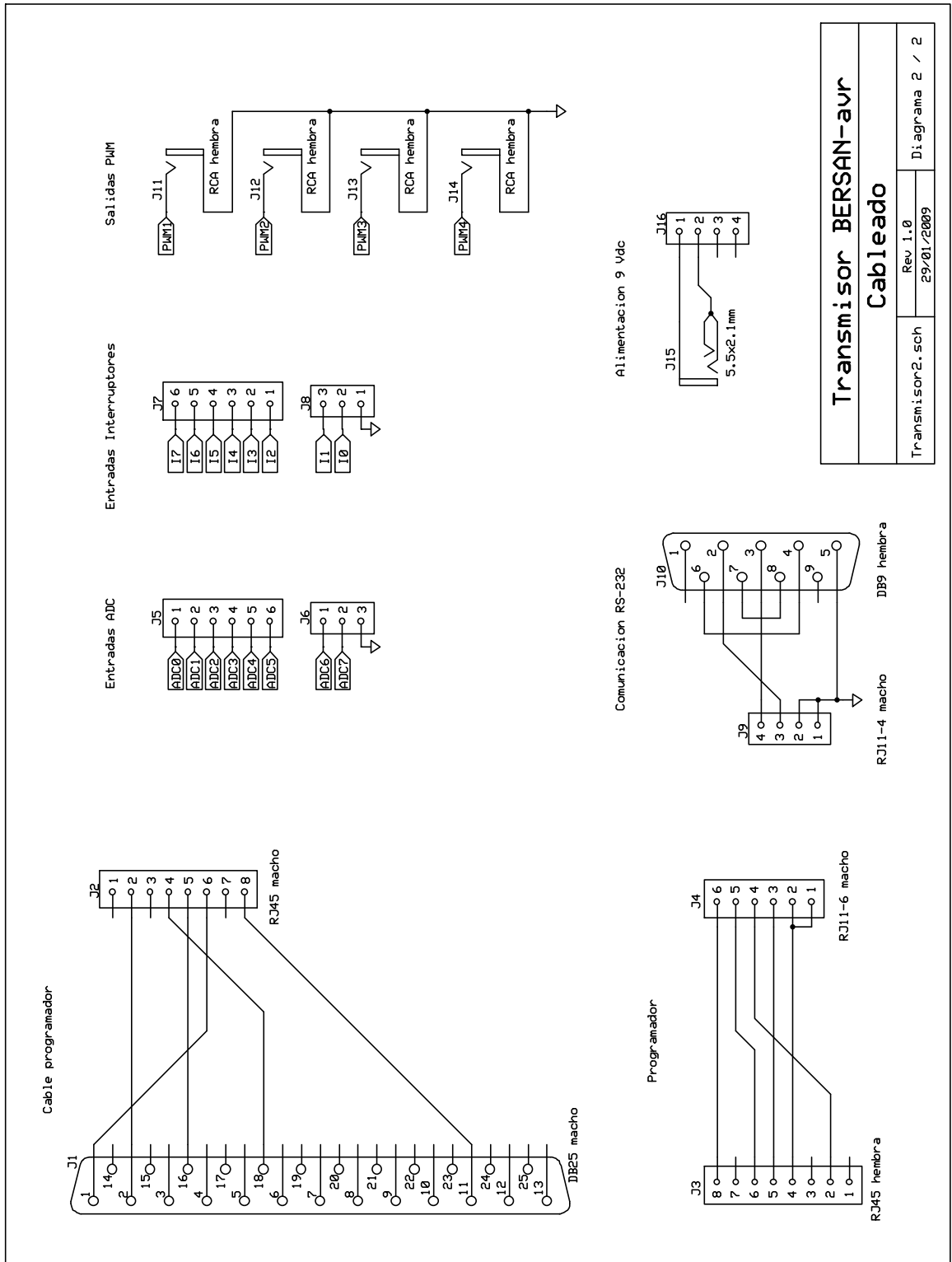


Figura E.2.2 Diagrama eléctrico del cableado del transmisor BERSAN-avr.

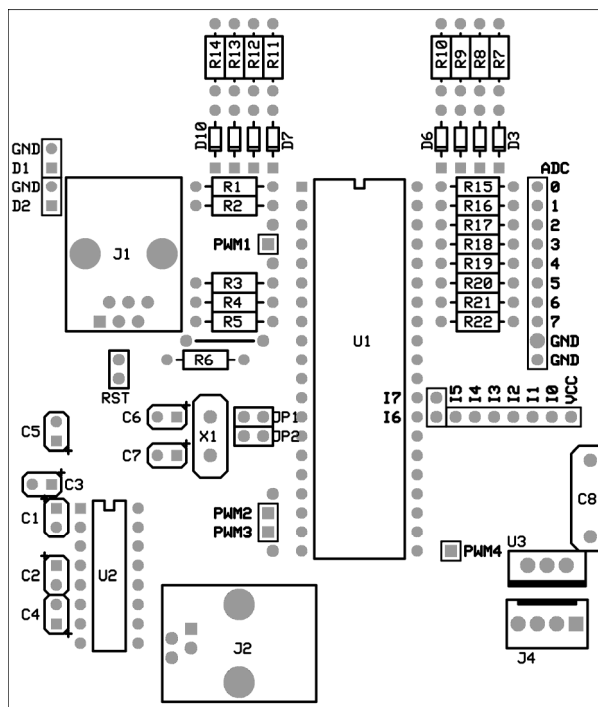


Figura E.2.3 Distribución de componentes en el transmisor BERSAN-avr. Escala 1:1.

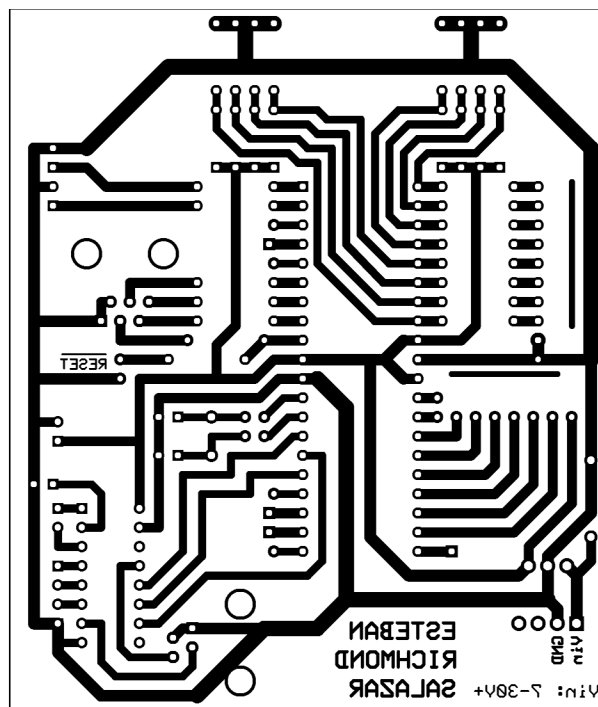
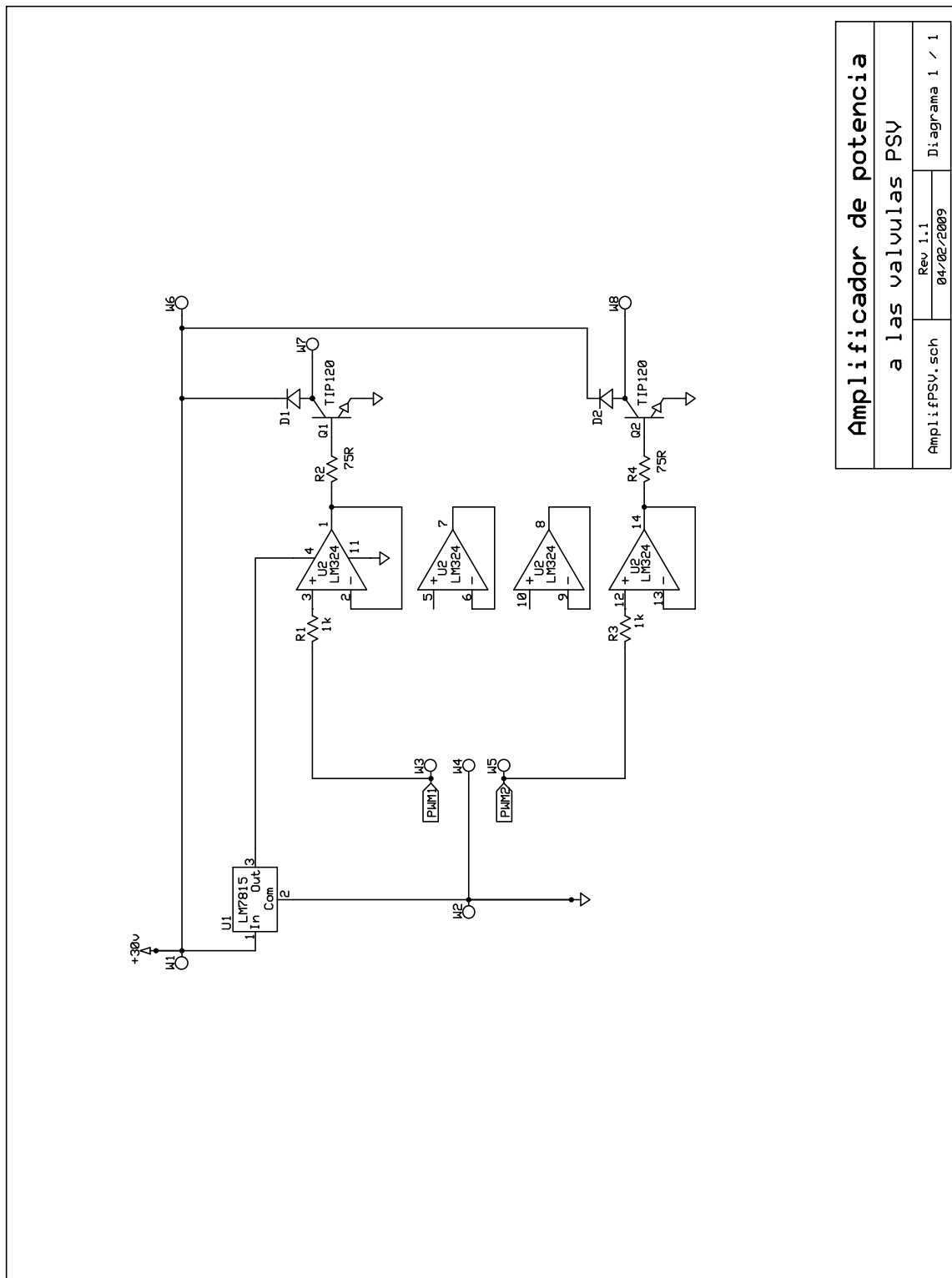


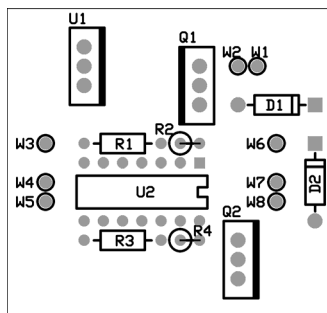
Figura E.2.4 Pistas del transmisor BERSAN-avr. Escala 1:1.

### E.3. Amplificador de potencia

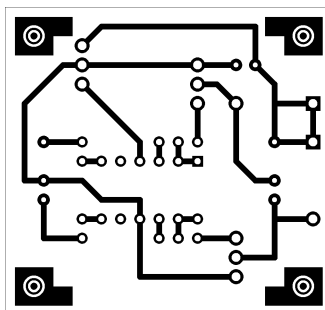


<b>Amplificador de potencia a las valvulas PSU</b>	
AmplifPSU.sch	Rev 1.1 04/02/2009
Diagrama 1 / 1	

Figura E.3.1 Diagrama eléctrico del amplificador de potencia.

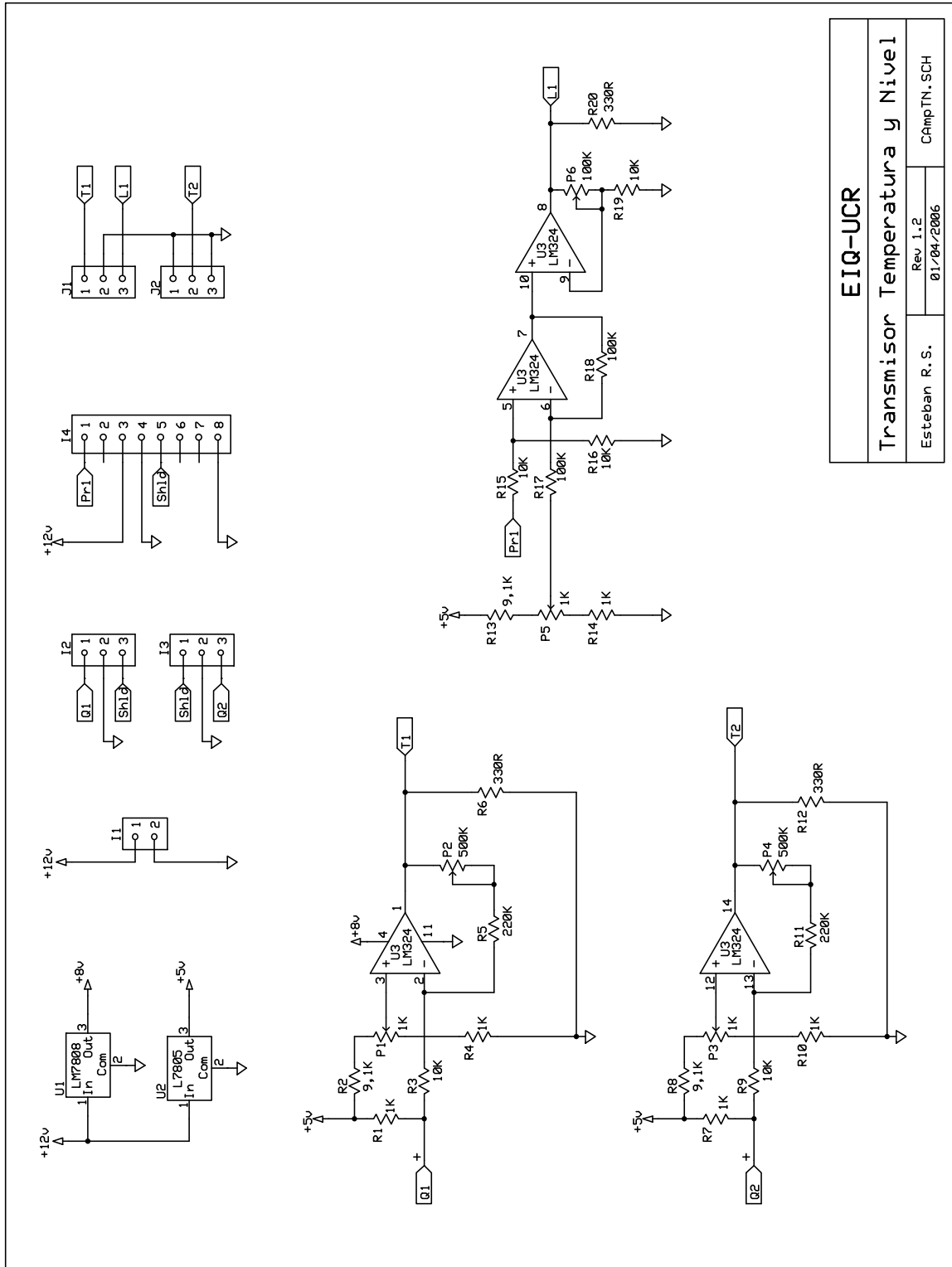


**Figura E.3.2** Distribución de los componentes del amplificador de potencia. Escala 1:1.



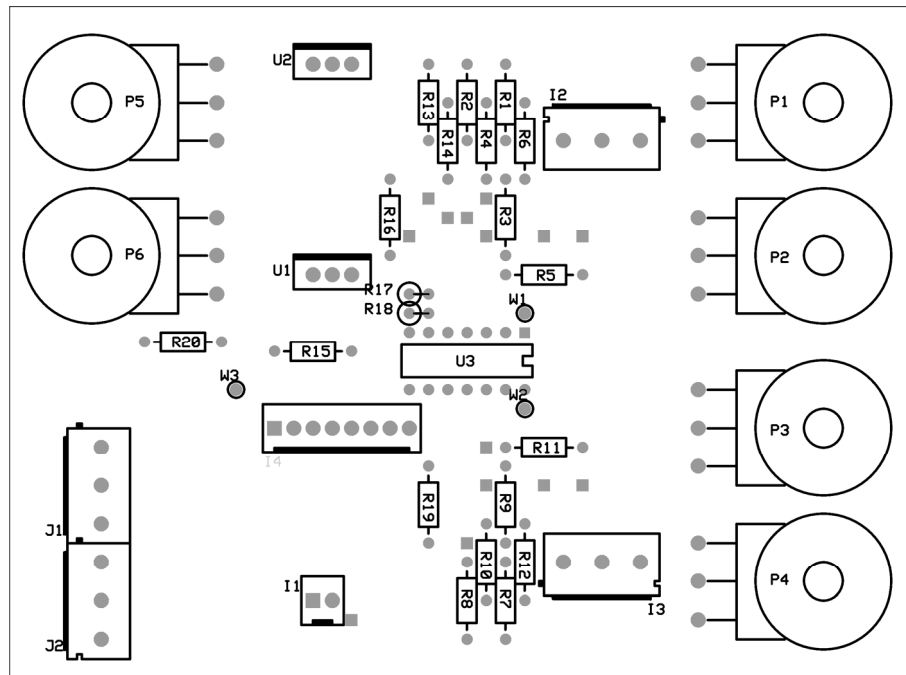
**Figura E.3.3** Pistas del amplificador de potencia. Escala 1:1.

E.4. Acondicionador de temperatura y nivel

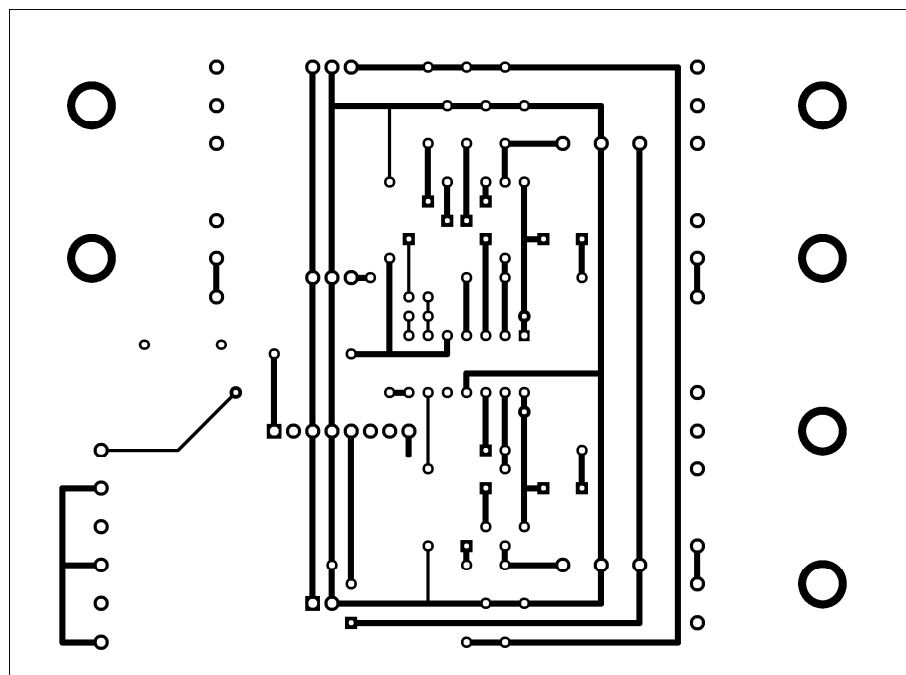


<b>EIQ-UCR</b>	
<b>Transmisor Temperatura y Nivel</b>	
Esteban R. S.	Rev. 1.2 01/04/2006
CAmpTN. SCH	

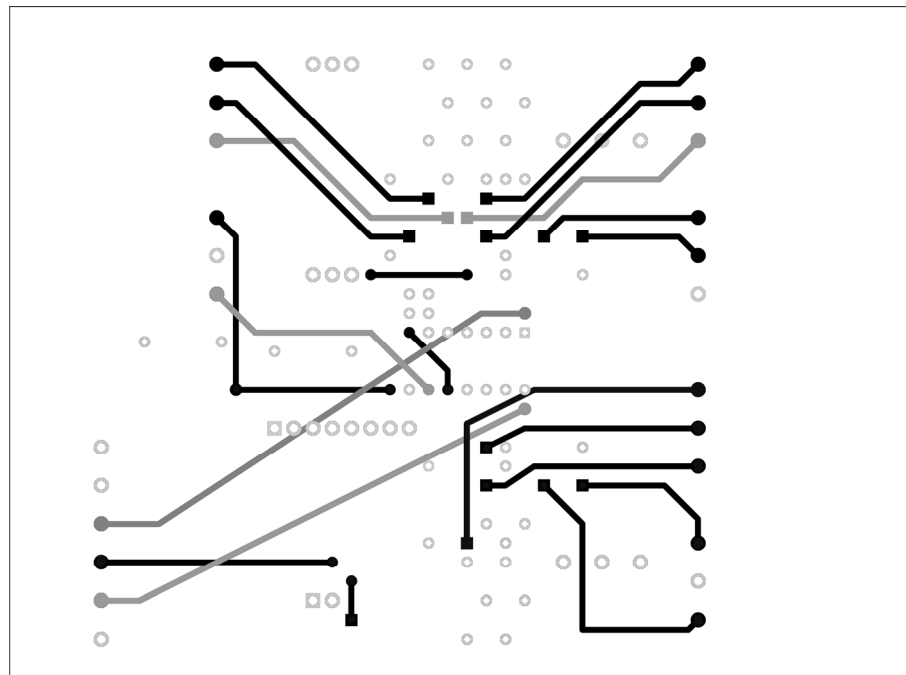
Figura E.4.1 Diagrama eléctrico del acondicionador de temperatura y nivel.



**Figura E.4.2** Distribución de los componentes del acondicionador de temperatura y de nivel. Escala 1:1.



**Figura E.4.3** Pistas del acondicionador de temperatura y de nivel. Escala 1:1.



**Figura E.4.4** Conexiones cableadas del acondicionador de temperatura y de nivel. Escala 1:1.

# F PROCEDIMIENTO PARA PRÁCTICAS

## F.1. Precauciones Generales

- Si realiza un ajuste en la calibración de algún sensor, asegúrese previamente con un voltímetro que cada señal se encuentre en los límites admitidos por el transmisor (0-5 V<sub>DC</sub>) antes de conectar los cables a las entradas ADC.
- La temperatura de operación de los equipos está limitada de 0 a 50°C, nunca se deberán exceder estos límites.
- Procure vaciar lentamente el aire de los medidores de flujo y de las tuberías que los alimentan, al ser medidores de microturbina de rueda pueden dañarse por los cambios bruscos en la velocidad, especialmente cuando queda aire y luego entra el líquido de golpe. Esto es una condición aplicable a todo medidor de flujo de tipo turbina. Para ello con el equipo apagado siga las siguientes instrucciones
  - a. Verifique que todas las válvulas manuales se encuentren totalmente cerradas. Si la alimentación de agua se da directamente de la tubería de servicio, llene primero la manguera de conexión con agua liberando totalmente las burbujas de aire, luego conecte la manguera al medidor de flujo asegurándose de colocar el collar plástico de la tubería. Enrosque la conexión con la mano, manteniendo fijo el cuerpo de la conexión que se encuentra directamente con el cuerpo del sensor. NUNCA RESOCAR la rosca, no se requiere gran fuerza en estas conexiones para evitar las fugas, si se presentaran fugas primero debe asegurarse que la manguera se encuentra bien introducida.
  - b. Si la alimentación al medidor proviene de una bomba conectada a un tanque, llene el tanque con agua hasta un nivel adecuado. Con la válvula de descarga cerrada, encienda la bomba y regule la presión y el flujo con la válvula manual, puede



también utilizar un reóstato para aumentar lentamente la velocidad de la bomba y permitir un vaciado lento del aire atrapado.

- Estudie de previo las otras limitaciones de los equipos involucrados, no exija a ningún equipo más para lo cual fue diseñado. Puede solicitar al personal de laboratorio la documentación correspondiente.

## **F.2. Caracterización del sistema**

1. Conecte los equipos.
2. Ejecute el programa BERSAN-pc
3. Seleccione un intervalo de muestreo adecuado al sistema que desea caracterizar.
4. Realice corridas en lazo abierto e introduzca un cambio en escalón mientras registra los datos.
5. Con los datos obtenidos obtenga los valores de los parámetros que ajustan al modelo.

## **F.3. Operación del equipo en lazo cerrado**

1. Conecte los equipos.
2. Defina las variables de diseño.
3. Abra un lazo de control retroalimentado.
4. Realice las corridas pertinentes.
5. Puede trabajar con el algoritmo PID velocidad y con el PID posicional y luego comparar los resultados.
6. Pruebe con distintos valores de ganancia proporcional y anote sus observaciones.
7. Pruebe cambiando el intervalo de muestreo o factor de control y realice las observaciones correspondientes.