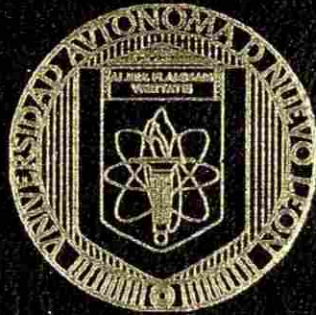


UNIVERSIDAD AUTONOMA DE NUEVO LEON

**FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA
Y ELECTRICA**

DIVISION DE ESTUDIOS DE POST-GRADO



**DISEÑO DE MATERIAL DIDACTICO PARA EL CURSO
DE CONTROL DIGITAL 1: SISTEMAS DE
ADQUISICION DE DATOS BASADOS EN
COMPUTADORA Y ESTRATEGIAS BASICAS
DE CONTROL.**

T E S I S

**EN OPCION AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS
DE LA INGENIERIA ELECTRICA CON
ESPECIALIDAD EN CONTROL.**

PRESENTA

ING. FRANCISCO HUMBERTO GONZALEZ GONZALEZ

CD. UNIVERSITARIA

DICIEMBRE DE 2001

DISIGNO DE MATERIA DIDACTICO PARA EL CURSO

DE CONTROL DIGITAL 1: SISTEMAS DE

ADQUISICION DE DATOS BASICOS EN

COMPUTADORA Y ESTRATEGIAS BASICAS

DE CONTROL

M

M

G

G

TM

25853

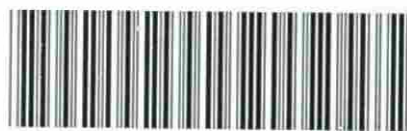
.M2

FIME

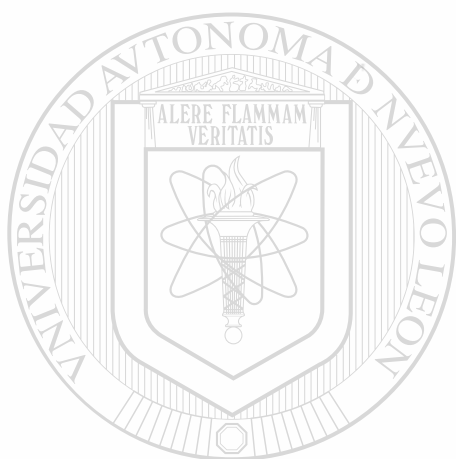
2001

.G6692

2001



1020147513



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA
Y ELÉCTRICA
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POST-GRADO



DISEÑO DE MATERIAL DIDÁCTICO PARA EL CURSO
DE CONTROL DIGITAL 1: SISTEMAS DE
ADQUISICIÓN DE DATOS BASADOS EN
COMPUTADORA Y ESTRATEGIAS BÁSICAS
DE CONTROL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

TESIS
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS
EN OPCIÓN AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS
DE LA INGENIERÍA ELÉCTRICA CON
ESPECIALIDAD EN CONTROL

PRESENTA:

ING. FRANCISCO HUMBERTO GONZALEZ GONZALEZ

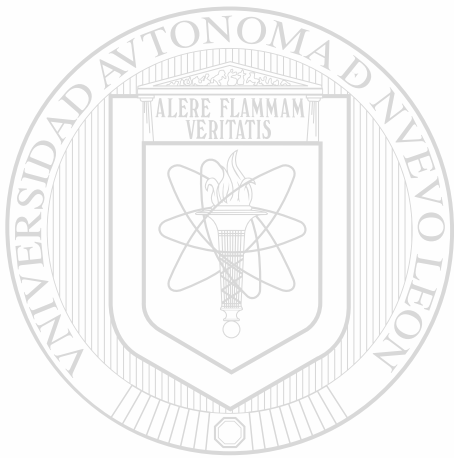
CD. UNIVERSITARIA

DICIEMBRE DE 2001



310 402

TH
Z 5853
• Ma
FIME
2001
.E6692



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



**FONDO
TESIS**

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POST-GRADO



**DISEÑO DE MATERIAL DIDÁCTICO PARA EL CURSO DE
CONTROL DIGITAL 1: SISTEMAS DE ADQUISICIÓN DE DATOS
BASADOS EN COMPUTADORA Y ESTRATEGIAS BÁSICAS DE
CONTROL**

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
TESIS

**EN OPCIÓN AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA
ELÉCTRICA CON ESPECIALIDAD EN CONTROL**

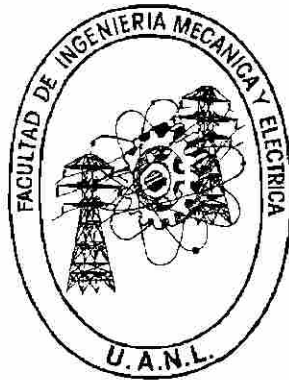
QUE PRESENTA EL

ING. FRANCISCO HUMBERTO GONZÁLEZ GONZÁLEZ

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POST-GRADO



**DISEÑO DE MATERIAL DIDÁCTICO PARA EL CURSO DE
CONTROL DIGITAL 1: SISTEMAS DE ADQUISICIÓN DE DATOS
BASADOS EN COMPUTADORA Y ESTRATEGIAS BÁSICAS DE
CONTROL**

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

TESIS

**DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS
EN OPCIÓN AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA
ELÉCTRICA CON ESPECIALIDAD EN CONTROL**

QUE PRESENTA EL

ING. FRANCISCO HUMBERTO GONZÁLEZ GONZÁLEZ

CD. UNIVERSITARIA

DICIEMBRE DE 2001

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POST-GRADO

Los miembros del comité de tesis recomendamos que la tesis "Diseño de material didáctico para el curso de Control Digital I : Sistemas de adquisición de datos basados en computadora y estrategias básicas de control", realizada por el alumno Ing. Francisco Humberto González González, matrícula 104025 sea aceptada para su defensa como opción al grado de Maestro en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica con especialidad en Control.

El Comité de Tesis



Asesor
Dr. Efraín Alcorta García



Coasesor
M.C. David Cavada Hernández



Coasesor
M.C. Guadalupe I. Cantú Garza



Vó. Bo.
M.C. Roberto Villarreal Garza
División de Estudios de Post-grado
FIME - UANL

San Nicolás de los Garza, N.L. a Noviembre del 2001

PROLOGO

Los cada vez más exigentes requerimientos de calidad en los productos han hecho que se cierren las tolerancias de variación en sus propiedades. La forma de lograrlo ha sido un trabajo de equipo entre diversas áreas, así tenemos, características y propiedades de la materia prima, control estricto de las variables de proceso, manejo del producto, etc.

Por otra parte, los avances de las últimas décadas en la tecnología de semiconductores, ha reducido tremendamente el costo del equipo de cómputo y procesamiento digital haciéndolo accesible a una gran cantidad de aplicaciones, entre otras, las de monitoreo y control de procesos. La velocidad y capacidad de memoria de los equipos actuales de cómputo ha permitido implementar estrategias de monitoreo y control que sólo se había planteado en forma teórica en el pasado.

Nos ha tocado vivir la evolución de los reguladores analógicos por los digitales. Los reguladores digitales ofrecen posibilidades que ni remotamente podíamos haber imaginado en los casos analógicos. Este mayor potencial y grado de libertad permite un mejor ajuste de los lazos de control de las diversas variables de proceso, pero también requieren de un mayor conocimiento de la aplicación de las diversas estrategias de control disponibles.

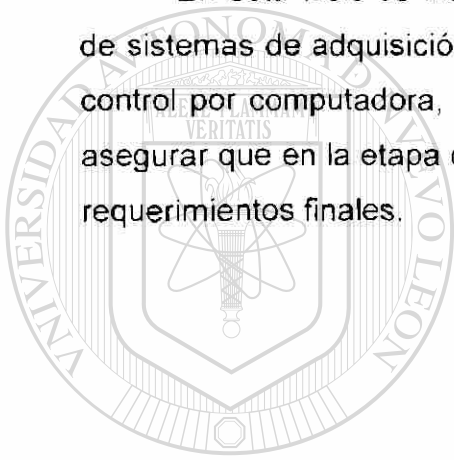
En esta forma, los nuevos controladores digitales de proceso han permitido obtener un control más estricto de las variables de proceso, las configuraciones de los reguladores han cambiado para así producir reacciones más robustas ante la presencia de perturbaciones y señales de comando.

Así, al incrementarse las exigencias de comportamiento de los lazos de control es importante contar con un conocimiento completo de las ventajas y limitaciones de utilizar procesadores digitales como controladores

Esto presenta una mayor exigencia de conocimiento de aplicación que, desafortunadamente, no esta disponible fácilmente y resulta, en ciertos casos, un difícil camino de búsqueda y aprendizaje.

La amplia gama de aplicaciones de la teoría de control en control de procesos requiere de un buena formación en diferentes áreas del conocimiento, entre las cuales tenemos matemáticas, física, química, electricidad, electrónica y con el reciente ingreso de las computadoras, de sistemas y programación.

En esta tesis se intenta ofrecer una metodología en el diseño y análisis de sistemas de adquisición de datos por computadora y estrategias básicas de control por computadora, cubriendo el uso de herramientas de ingeniería para asegurar que en la etapa de definición del sistema lograr el cumplimiento de los requerimientos finales.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

INDICE

Síntesis	1
1. Introducción.	4
1.1. Descripción del problema.	4
1.2. Objetivo de la tesis.	4
1.3. Hipótesis.	5
1.4. Límites de estudio.	5
1.5. Justificación del trabajo de tesis.	5
1.6. Metodología.	6
1.7. Revisión bibliográfica.	6
2. Antecedentes.	8
3. Sistemas continuos y discretos.	10
3.1. Introducción.	10
3.2. Sistemas Continuos.	10
3.3. Sistemas Discretos.	13
3.4. Ventajas y desventajas al operar con sistemas discretos.	16
3.5. Precauciones en el diseño de sistemas discretos.	21
4. Dispositivos de procesamiento y conversión de señal.	22
4.1. Fundamentos.	22
4.1.1. Introducción.	22
4.1.2. Precisión.	24
4.1.3. Respuesta.	25

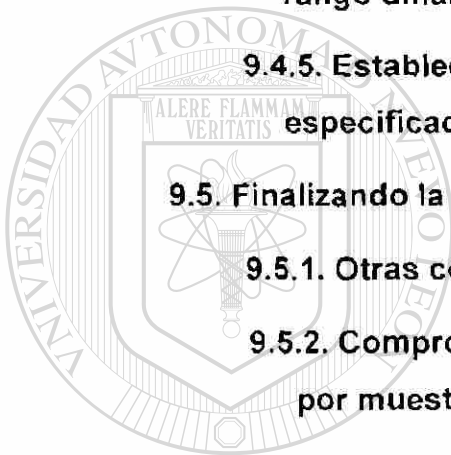
4.1.4. Método de diseño.	26
4.2. Acondicionamiento de señal.	27
4.3. Acondicionadores de señal.	28
4.3.1. Excitación.	28
4.3.2. Compensación.	28
4.3.3. Calibración.	30
4.4. Amplificador.	33
4.4.1. Características generales.	33
4.4.2. Modo común.	33
4.4.3. Errores dinámicos y estáticos.	36
4.5. Multiplexers.	37
4.5.1. Características generales.	37
4.5.2. Multiplexado de bajo nivel.	39
4.5.3. Multiplexado de alto nivel.	41
<hr/>	
4.6. Conversión digital a analógico.	42
4.6.1. Descripción general.	42
4.6.2. Tipos de convertidores digital a analógico.	47
4.6.2.1. DAC amplificador sumador.	47
4.6.2.2. DAC escalera red R-2R.	48
4.6.3. Aplicaciones de los DAC.	50
4.7. Conversión analógica a digital.	51
4.7.1. Descripción general.	51
4.7.2. Cuantización.	52
4.7.3. Apertura.	55

4.7.4. Convertidor de aproximaciones sucesivas.	58
4.7.5. Convertidor de doble rampa.	61
4.7.6. Convertidor tipo flash.	63
4.8. Sumario.	64
5. Fundamentos de diseño de sistemas.	65
5.1. Introducción.	65
5.2. Fundamentos de una técnica de diseño.	67
5.3. Diseño funcional.	68
5.4. Sistematización del proceso de diseño.	69
5.5. Panorama.	71
6. El concepto de error de medición.	73
6.1. Introducción.	73
6.2. Error aleatorio.	74
6.2.1. Caracterización estadística del error.	74
6.2.2. Relacionando estadísticos a la población.	80
6.2.3. Otros efectos de variabilidad.	83
6.3. Errores fijos.	84
6.3.1. Sesgo, bias ó polarización.	84
6.3.2. Tipos de sesgos (bias).	86
6.4. Incertidumbre de la medición.	87
6.4.1. Calculando incertidumbre.	87
6.4.2. Reportando incertidumbre de la medición.	88
6.5. Combinando errores.	89

6.5.1. Establecimiento del sesgo (bias) total y precisión utilizando la técnica de la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados.	89
6.5.2. Estableciendo incertidumbre total.	90
6.6. Sumario.	92
7. El error como un criterio fundamental del diseño.	94
7.1. Parámetros de comportamiento.	94
7.2. Estableciendo el error de medición individual basado en especificaciones del parámetro de desempeño.	103
7.3. Interpretando la solución.	113
7.4. Bases para diseño.	114
7.4.1. Significancia de la propagación de error.	114
7.4.2. Estableciendo presupuestos de error del subsistema basados en Δm_m .	116
7.5. Sumario.	122
8. Modelos y presupuestos de error.	123
8.1. Introducción.	123
8.2. Tipos de error y clasificaciones.	124
8.2.1. Errores de sensores.	126
8.2.1.1. Precisión.	126
8.2.1.2. Linearidad.	126
8.2.1.3. Histéresis.	127
8.2.1.4. Repetibilidad.	127
8.2.1.5. Estabilidad térmica.	128

8.2.2. Errores de acondicionamiento de señal.	128
8.2.3. Errores del amplificador.	128
8.2.3.1. Voltaje de modo común.	129
8.2.3.2. Modo normal.	130
8.2.3.3. Amplificación.	130
8.2.3.4. Filtrado.	131
8.2.4. Multiplexeo y conversión.	131
8.2.5. Reducción de datos y análisis.	132
8.3. Modelos de error.	132
8.3.1. Modelo de error para mediciones de voltaje analógico.	133
8.3.2. Modelo de error para mediciones de temperatura utilizando termopares.	135
8.3.3. Modelo de error para medición de temperatura usando RTDs.	137
8.3.4. Modelo de error para mediciones de esfuerzo.	145
8.4. Sumario.	147
9. Fundamentos de muestreo.	148
9.1. Introducción.	148
9.2. Proceso de muestreo.	150
9.2.1. Introducción.	150
9.2.2. Espectros.	152
9.2.3. Convolución.	155
9.2.4. Método gráfico para la convolución.	155
9.3. Errores de muestreo tipo 1.	159

9.3.1. Intervalo de muestreo.	159
9.3.2. Tiempo de apertura.	162
9.4. Errores de muestreo tipo 2.	163
9.4.1. Concepto de distorsión en frecuencia.	163
9.4.2. Lóbulos adyacentes infinitos.	167
9.4.3. Consideraciones de la razón de caída del filtro.	167
9.4.4. Estableciendo f_c^* Y f_s usando el rango dinámico del convertidor.	172
9.4.5. Estableciendo f_c^* Y f_s usando especificaciones de distorsión en f_c .	173
9.5. Finalizando la decisión muestreo-filtrado.	176
9.5.1. Otras consideraciones con respecto al filtro.	176
9.5.2. Comprometiendo precisión de medición por muestreo inadecuado.	177
10. Control por computadora.	188
<hr/>	
10.1. Fundamentos de control automático de procesos.	188
10.2. Lazo abierto y lazo cerrado automático.	191
10.3. Control ON-OFF.	192
10.4. Control proporcional.	197
10.4.1. Ganancia, offset y estabilidad.	201
10.5. Control integral.	206
10.6. Control proporcional más integral.	210
10.7. Control derivativo (rate).	213
10.8. Algoritmo PID Ideal y Real.	216



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



10.9. Redes adelanto - atraso.	220
11. Estrategias de control por computadora.	222
11.1. Limitaciones del lazo simple de control.	222
11.2. Perturbaciones controlables y no controlables.	224
11.3. Control cascada.	225
11.4. Control de velocidad con lazo interno de corriente.	232
11.5. Ajuste de lazos de control en control cascada.	233
11.6. Compensación feedforward.	236
11.7. Control de tiempo muerto.	243
11.8. Modelos de procesos por computadora.	248
11.9. Control razón o relación.	250
11.10. Sistema de control multivariable.	253
12. Conclusiones y recomendaciones.	256
12.1. Conclusiones.	256
12.2. Recomendaciones.	257
Bibliografía	259
Listado de tablas	260
Listado de figuras	261
Autobiografía	270

SÍNTESIS

Esta tesis tiene como objetivo desarrollar el material didáctico para un curso de control digital o control por computadora. Su alcance está circunscrito al diseño de sistemas discretos de adquisición de datos y las estrategias básicas de control automático por computadora.

Se inicia en definiciones relacionadas con la operación de sistemas continuos y sistemas discretos, sus características y diferencias, esto con el objetivo de tener una idea clara de las ventajas y desventajas al operar con sistemas discretos, de tal forma que se tomen las precauciones pertinentes en su diseño y asegurar que cuando se construya el sistema se logren los requerimientos globales esperados.

Para que una computadora pueda interpretar señales continuas se requiere de un proceso donde la magnitud de la señal continua o analógica se convierta a un código digital cuyo valor la represente. Así se continúa estableciendo los fundamentos de conversión de señal, definiendo exactitud y respuesta como parámetros base de diseño. Se cubren aspectos relacionados con acondicionamiento de señal (excitación, compensación, calibración, amplificación y multiplexado), conversión digital a analógico y analógico a digital, mostrando sus tipos, características y criterios de aplicación.

A continuación se cubren las bases metodológicas para el diseño de sistemas discretos de adquisición de datos. Su objetivo fundamental es fijar una serie de pasos que aseguren que el proceso de diseño y compra de equipo cumpla con los requerimientos y especificaciones del sistema.

Uno de las especificaciones básicas de un sistema de adquisición de datos por computadora es la precisión, esto es, que error podemos esperar en las mediciones. Posteriormente se introduce al concepto de error de medición, clasificando y describiendo las fuentes de error.

Se establece la caracterización estadística del error, la incertidumbre en la medición y se presentan técnicas para estimar el error total esperado a partir de errores particulares en los componentes del sistema.

Con esto se estará en una buena posición para establecer al error como un criterio fundamental de diseño. Se describen las bases para definir el error de medición basado en especificaciones de componentes. Al tener que un sistema esta constituido por una serie de componentes con errores individuales, se tiene que aplicar técnicas de propagación del error de tal forma que se pueda estimar el error global.

Continuamos con una descripción de los tipos de errores esperados en un sistema discreto de adquisición de datos. Así, se cubren los errores en sensores, acondicionamiento de señal, amplificadores, multiplexado y conversión. Como en el diseño de uno de esos sistemas se parte de una especificación global, es necesario distribuir el error esperado entre los diferentes componentes del sistema, así se introduce a los presupuestos de error. Esto permite asegurar que no se exceda la especificación de error global esperado.

La otra especificación básica de un sistema de adquisición de datos por computadora es la respuesta, esto es, que tan rápido y cómo se debe muestrear una señal continua para que la información adquirida pueda representarse fielmente. Se describen los conceptos fundamentales del proceso de muestreo, los errores causados al muestrear una señal y los mecanismos para minimizar su valor. También se muestra la forma de seleccionar el filtrado para evitar distorsión por traslape de frecuencia

Los temas de sistemas discretos de adquisición de datos y de control por computadora están íntimamente relacionados. La computadora, en un lazo de control automático, es un sistema de adquisición de datos (señal de retroalimentación), una etapa de detección de error y un algoritmo que establece, ante la existencia de error, una acción correctiva de control

En esta forma se hace una introducción a la forma en que una computadora entra en un lazo automático de control. Se definen los diferentes algoritmos de control, iniciando por el más básico (el control on-off) hasta llegar a los más elaborados (PID interactivo y no interactivo). La forma en que se presentan, incrementando en nivel de complejidad, justifica la evolución en el tipo de regulador en base a requerimientos de aplicación más exigentes.

A continuación se presentan algunas estrategias de control por computadora. El lazo simple de control opera siempre en base al error, así su capacidad para reducirlo es limitada. El control cascada y el control feedforward ofrecen soluciones a problemas donde el error no puede ser minimizado en un lazo simple de control. Se cubren algunas otras estrategias comunes en control de procesos, tales como el control de razón o relación, el problema de interacción entre lazos y el control de tiempo muerto.

Finalmente se orienta el uso de este material en un primer curso de control digital, insistiendo en que durante el curso se establezca la relación entre el uso de herramientas matemáticas de análisis y diseño con la solución de problemas reales.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



1

INTRODUCCIÓN

1.1 Descripción del problema.

En la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica de la Universidad Autónoma de Nuevo León se ofrece la carrera de Ingeniero en Control y Computación, y dentro de un nuevo plan curricular, la carrera de Ingeniero en Electrónica y Automatización.

La carrera de Ingeniero en Electrónica y Automatización tiene como objetivo preparar profesionales que sean capaces de diseñar, operar y dar mantenimiento a equipo electrónico y de automatización industrial. En esta carrera una de las áreas de ingeniería de aplicación está relacionada con control automático por computadora, donde se imparten 2 cursos de Control Digital: Control Digital I y Control Digital II.

Al no contar con una definición actualizada, completa y clara del material didáctico en el curso de Control Digital I (control por computadora), se presentan variaciones en contenidos y niveles de profundidad de los cursos en función del maestro que los imparte.

Adicionalmente, no se cuenta con material para la preparación y capacitación de maestros que permita asegurar una integración rápida y confiable al sistema magisterial de FIME.

1.2 Objetivo de la tesis.

Diseñar el material didáctico para el curso de Control Digital I. Esto es, la metodología y conocimientos necesarios para llevar a buen término el diseño e implementación de un sistema de adquisición de datos basados en computadora y la aplicación de las estrategias básicas de control.

1.3 Hipótesis.

Al contar con el material didáctico para la impartición del primer curso de control digital, se cubrirán los cursos en una forma más uniforme en contenido y nivel de profundidad, así se asegurará haber cubierto las bases necesarias para el segundo curso de control digital.

1.4 Límites de estudio.

Esta tesis está destinada a apoyar la impartición del primer curso de control digital en las carreras de Ingeniero en Control y Computación e Ingeniero en Electrónica y Automatización, en la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica de la Universidad Autónoma de Nuevo León.

Se cubrirán los conceptos básicos de diseño y selección de dispositivos de conversión de señal y la aplicación de las estrategias básicas de control por computadora. Está fuera del alcance de esta tesis el análisis de sistemas de tiempo discreto mediante transformada z , análisis de estabilidad y otros temas que se cubrirán en el segundo curso de control digital

Aún cuando se presentan casos de aplicación prácticos, no se incluye la metodología y detalles para su implementación en laboratorio.

1.5 Justificación del trabajo de tesis.

Los cursos de especialidad que he tomado en la maestría me han servido para tener más claridad en la estructura, metodología y alcance del curso de Control Digital I.

La maestría me ha permitido profundizar en mis conocimientos de ingeniería y herramientas de análisis, así como convivir con maestros que me han enriquecido con su visión y puntos de vista. Esto hace una gran diferencia con la visión más limitada de alguien que, solo con conocimientos de licenciatura, imparte un curso de control digital

1.6 Metodología.

- 1.- Definición global del contenido de la tesis.
- 2.- Justificación de contenidos y relaciones de dependencia y secuencia.
- 3.- Revisión preliminar con asesor de tesis.
- 4.- Revisión preliminar del índice de la tesis con la Academia de Control Automático, Coordinación de Electrónica y Control de FIME.
- 5.- Recopilación de información.
- 6.- Desarrollo de contenidos.
- 7.- Conforme se desarrollen los temas, se tendrán revisiones formales de los contenidos con el asesor de tesis.
- 8.- Los contenidos completos de la tesis se someterán a aprobación formal por parte de la Academia de Control Automático, Coordinación de Electrónica y Control de FIME.
- 9.- Al concluir la aprobación por parte de la Academia de Control Automático, la tesis se someterá a una revisión final, para obtener una propuesta definitiva aprobada por el asesor.

1.7 Revisión bibliográfica.

Los libros que se utilizaron de apoyo para el desarrollo de esta tesis son:

Murrill W. Paul, Application concepts of process control, este libro se empleó para cubrir los temas de estrategias avanzadas de control, el cual presenta las bases de su diseño y numerosas aplicaciones.

Houpis H Constadine, Lamont B Gary, Digital control systems, este libro se utilizó de apoyo para la descripción del proceso de muestreo en sistemas discretos.

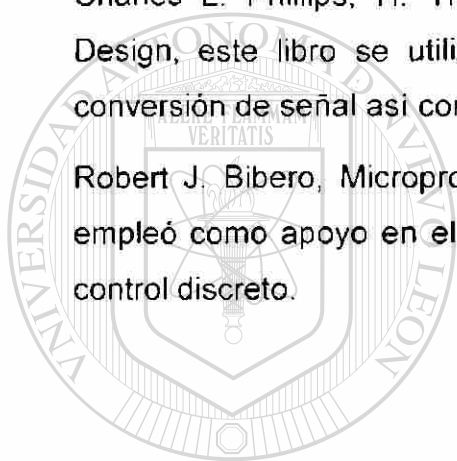
Bennett S., Linkens A. D., Real Time Computer Control, este libro sirvió de apoyo para la descripción de la operación de la computadora en un lazo de control automático.

McMillan K. Gregory, Tuning and control loop performance, Este libro se empleó en la descripción de los métodos de sintonización de reguladores.

James L. Taylor Computer-Based Data Acquisition Systems Design Techniques, este libro se utilizó en la definición del error de medición, la caracterización estadística del error y presupuestos de error.

Charles L. Phillips, H. Troy Nagle, Jr., Digital Control System Analysis and Design, este libro se utilizó de apoyo en las técnicas de procesamiento y conversión de señal así como la definición de error de cuantización.

Robert J. Biber, Microprocessors in Instruments and Control, este libro se empleó como apoyo en el desarrollo de los reguladores básicos utilizados en control discreto.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

2

ANTECEDENTES

En la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica de la Universidad Autónoma de Nuevo León se ofrece la carrera de Ingeniero en Control y Computación, y dentro de un nuevo plan curricular, la carrera de Ingeniero en Electrónica y Automatización.

Esta carrera está orientada a la formación de profesionales que permitan diseñar, operar y dar mantenimiento a sistemas de control industriales. La formación de recursos humanos capacitados en esta área de la actividad industrial y de servicios permitirá, en la fabricación de productos, apoyar la obtención de altos índices de productividad y calidad.

Por otra parte, los avances tecnológicos en el área de electrónica de semiconductores han permitido la disminución en los precios de procesadores digitales y computadoras, incrementando a su vez sus características de capacidad de procesamiento y memoria. Esto ha generado una revolución en las formas de atacar y resolver diversos tipos de problemas, entre otros, los de los sistemas de monitoreo y control de procesos

Por lo antes expuesto, ha surgido la necesidad de preparar profesionales que, apoyados en herramientas matemáticas y metodológicas, sean capaces de diseñar, especificar y dar mantenimiento a equipo basado en procesadores digitales (computadoras) y aplicado al monitoreo y control de procesos industriales.

Conscientes de esta necesidad, las autoridades universitarias y en particular, de la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, han establecido programas de revisión curricular que mantienen en forma actualizada (congruente con las necesidades del medio) los programas de clase.

La forma en que se realiza la revisión y actualización de los programas de clase a nivel detalle es mediante juntas de academia. La academia esta conformada por un jefe de academia y los maestros que imparten los cursos relacionados con esa academia. En sus juntas generalmente se cuenta con la presencia del jefe del departamento y el coordinador del área.

En particular, en la academia de control automático (Departamento de Control, Coordinación de Electrónica y Control), a la cual pertenezco, el área de monitoreo y control de procesos por computadora tiene un alcance bien definido para el nivel de licenciatura, que ha sido dividido en dos cursos: Control Digital I y Control Digital II.

Control Digital I es un curso orientado al diseño de sistemas computarizados de monitoreo y adquisición de datos de procesos y una introducción a los algoritmos y estrategias básicas de control automático por computadora.

El curso de Control Digital II profundiza en las herramientas de diseño para casos más exigentes en requerimientos de rendimiento, rapidez y exactitud.

Al no contar con una definición actualizada, completa y clara del material didáctico en el curso de Control Digital I (control por computadora), se presentan variaciones en contenidos y niveles de profundidad de los cursos en función del maestro que los imparte.

Adicionalmente, no se cuenta con material para la preparación y capacitación de maestros que permita asegurar una integración rápida y confiable al sistema magisterial de FIME.

En esta forma, la preparación del material didáctico para Control Digital I permitirá uniformizar el curso, que facilitará tener un nivel uniforme en su impartición que asegure que los alumnos adquieran las herramientas de análisis y diseño necesarias en el desarrollo de un sistema de automatización.

3

SISTEMAS CONTINUOS Y DISCRETOS

3.1 Introducción.

Los **sistemas continuos** operan con señales analógicas y su principal característica es presentar continuidad tanto en magnitud como en tiempo. Con los avances tecnológicos, tanto en electrónica como en computadoras, la mayoría de los sistemas de adquisición de datos y de control automático han evolucionado a procesadores digitales y sistemas que operan con computadoras, a los cuales se les conoce como **sistemas discretos**, cuya principal característica es operar con señales discontinuas que presentan su discontinuidad tanto en magnitud como en tiempo.

Conocer las características, ventajas y desventajas de los sistemas continuos como de los discretos es fundamental para tener claridad en las especificaciones y limitaciones de diseño que aseguren que, en la implementación de uno de estos tipos de sistemas, cumplamos con los objetivos de rendimiento global esperado.

3.2 Sistemas Continuos.

Los primeros sistemas de adquisición de datos (así como sistemas automáticos de control) operaron como sistemas continuos. A estos sistemas actualmente se les conoce como sistemas o controles convencionales y su principal característica es que registran y manipulan la información mediante señales analógicas, tales como voltaje, corriente, presión, temperatura, posición o alguna otra variable física

Estas señales tienen la característica de presentar continuidad tanto en magnitud como en tiempo (de ahí el nombre de sistemas continuos). Así definiremos a los sistemas continuos como aquellos que operan o manipulan información en forma continua.

La **continuidad en magnitud** se puede definir bajo la característica de que ante un rango definido de la variable o señal se tienen un número infinito de valores intermedios.

Por ejemplo, considere una variable o señal analógica como la temperatura; si mencionamos un intervalo, digamos entre 10° y 20° centígrados, se tendrá un número infinito de valores de temperatura intermedios.

Pudiéramos decir que existen 10 valores intermedios de 1° C, pero podemos incrementar el número de valores intermedios a 100 con décimas de grados centígrados, a mil con centésimas, y así sin mostrar fin. Esto nos dice que la magnitud presenta una característica de continuidad y que podemos incrementar la precisión con que deseemos tener la información incrementando el número de valores ó cifras significativas (por supuesto, esto requerirá un mejor instrumento de medición).

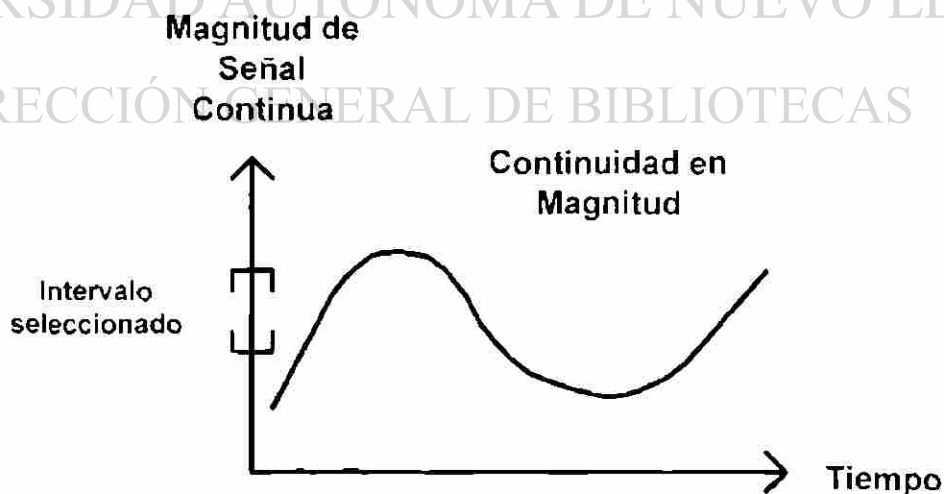


Figura 3.1 Continuidad en Magnitud

Lo mismo se puede aplicar para una señal de voltaje o corriente, por ejemplo, ¿Cuántos valores intermedios de voltaje existen entre 1.5 y 1.6 volts ?. También concluiríamos que existe un número infinito y que por lo tanto estamos tratando con una magnitud o señal continua. Ahora, ¿Que diferencia habría entre la medición de velocidad en un indicador analógico de (carátula con aguja indicadora) contra la de un display digital de velocidad, cuya magnitud sería discreta?.

Note que las variables o señales con que opera el mundo (y por supuesto los procesos) tienen una característica continua y que ellas representarán la fuente de información de todo tipo de sistemas de adquisición de datos y de control automático.

En relación a la **continuidad en tiempo**, se puede decir que una señal o variable que muestra continuidad en el tiempo es aquella que **"siempre"** esta presente.

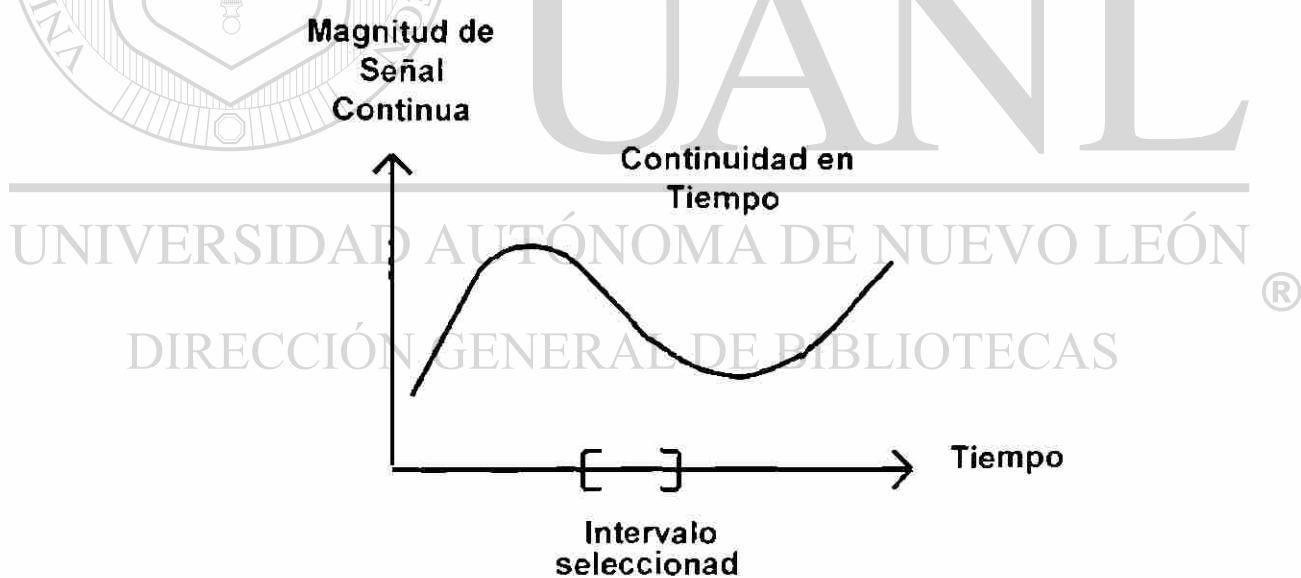


Figura 3.2 Continuidad en Tiempo.

Si tuviéramos un termómetro de mercurio para monitorear la temperatura del medio ambiente, nos encontraríamos que siempre tendremos el valor de temperatura en base a la posición de mercurio. Podríamos preguntarnos que

tantos datos de temperatura podemos obtener en una hora (digamos de 8 a 9 de la mañana).

Una vez más, si tomamos las mediciones cada minuto tendremos 60 datos, si es cada segundo 3,600 datos, si es cada milisegundo tendremos 3,600.000 datos y así hasta encontrar que debido a que el tiempo es una variable continua, presenta un número infinito de valores intermedios.

La señal de temperatura, sin importar que tan pequeño sea el intervalo de medición seleccionado, siempre está presente. Esto va a representar una ventaja y una desventaja contra los sistemas discretos o digitales.

3.3 Sistemas Discretos.

Las computadoras, microprocesadores y procesadores digitales operan como sistemas discretos y como ya se mencionó, tienen la característica de operar con información o señales que presentan discontinuidad tanto en magnitud como en tiempo.

Las computadoras operan y manipulan información en forma de códigos digitales, es decir, en grupos de bits (el bit es la unidad básica de operación y puede tener solo 2 posibles valores: "0" ó "1"). Cuando varios bits se agrupan de alguna forma (a lo que generalmente se le conoce como palabra) forman un código digital, lo que permite representar la información con un mayor número de estados.

Por ejemplo, si tenemos una palabra de 8 bits en un código digital binario, podremos representar un dato en uno de 256 posibles valores (de 0 a 255), si tenemos una palabra binaria de 16 bits seremos capaces de representar un dato en uno de 65,536 valores. Note que, sin importar el tamaño de la palabra digital, siempre se tendrá un número **finito** de posibles combinaciones.

Anteriormente se mencionó que las señales y variables presentes en el mundo (donde se incluyen las que encontramos en procesos) son variables

continuas. Ahora ¿En qué forma una computadora va a poder interpretar estas variables si opera con códigos digitales? la respuesta es que las señales y variables continuas tienen que ser convertidas a un código digital cuyo valor en alguna forma represente la magnitud de la señal continua.

Por una parte, en una señal continua tenemos que en cualquier intervalo definido se tiene un número infinito de valores intermedios y por otra parte en la señal discreta se tiene un número finito de combinaciones (relacionado con el tamaño de la palabra digital). Así, en el proceso de conversión se tendrá que “aproximar” la magnitud de la señal continua a la combinación digital que mejor represente su magnitud (esto produce un error de redondeo o truncamiento conocido como error de “cuantización”).

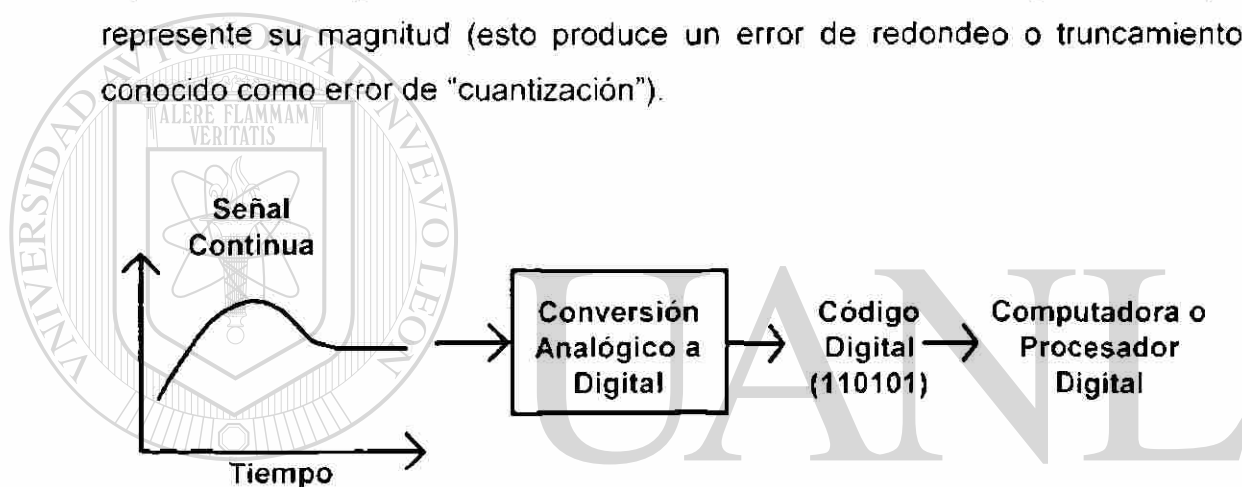


Figura 3.3 Discontinuidad en Magnitud.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

El proceso de conversión de una señal continua a una señal discreta es conocido como conversión analógico a digital y permite que la computadora pueda operar, registrar y manipular señales de naturaleza continua.

En conclusión, la naturaleza de operación de las computadoras con códigos digitales hace que un valor solo pueda ser representado por una de un número finito de combinaciones, esto genera una **discontinuidad en magnitud** porque entre un valor y el siguiente no existen valores intermedios

Para que una computadora pueda reconocer la información presente en una señal continua requiere que la magnitud de esa señal sea convertida en

un código digital equivalente, lo cual produce un error de redondeo o truncamiento (cuantización).

En la misma forma, si se requiere que una computadora envíe una señal a un dispositivo continuo (servoválvula, motor, resistencia, indicador analógico), la señal discreta de la computadora tendrá que ser convertida a continua. Este proceso se conoce como conversión digital a analógico, sin embargo, la señal de salida continua solo podrá adoptar un número finito de valores al ser el producto resultante de un código digital.

En relación a la **discontinuidad en tiempo**, es importante revisar la forma en que operan las computadoras o procesadores digitales. La forma en que funciona una computadora es ejecutando los comandos que se les da en un programa. Un programa está compuesto por una serie de instrucciones que serán ejecutadas en forma secuencial por la computadora.

Así, la computadora toma una instrucción del programa radicado en memoria, la reconoce y la ejecuta, a continuación toma la siguiente instrucción y repite esta operación en tanto no se termine el programa o el usuario interrumpa su ejecución. Esta naturaleza secuencial en la forma en que funciona la computadora es lo que produce una discontinuidad en el tiempo.

Para comprender mejor este concepto considere que deseamos que una computadora registre la temperatura del medio ambiente, por supuesto que la computadora debe tener un programa que le indique la forma en que va a realizar este registro.

Al ejecutar el programa, la computadora primeramente tomará el valor en digital de la temperatura del medio ambiente (se deberá tener algún sensor de temperatura cuya salida amplificada haya sido convertida a un código digital que represente la magnitud de la temperatura). El valor digital de temperatura entonces será almacenado en alguna localidad de la memoria. Posteriormente la computadora adquiere un nuevo valor de temperatura y lo almacena en la siguiente localidad de memoria de tal forma que no se pierda el valor anterior. Esto se repite hasta que se cumple alguna condición, como que se haya

alcanzado un cierto número de valores o que se termine el intervalo de tiempo donde se desea el registro de las mediciones.

Observe que la medición de temperatura es solo en ciertos instantes y que entre 2 instantes (cuando almacena el dato de temperatura en memoria) la computadora no se entera de lo que ocurre con la temperatura del medio ambiente.

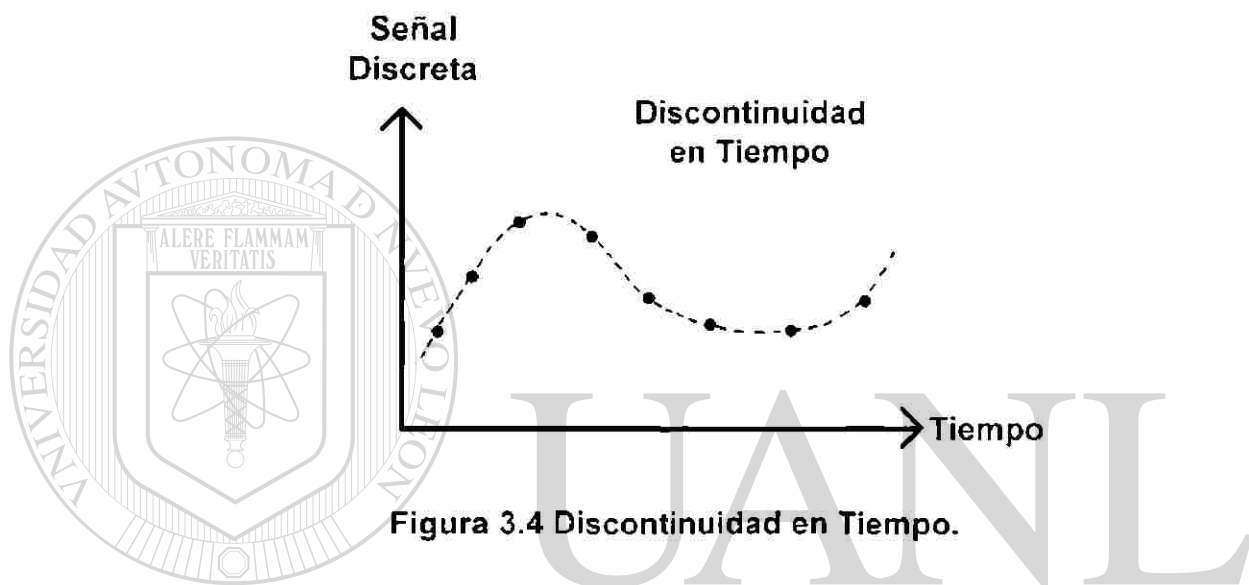


Figura 3.4 Discontinuidad en Tiempo.

El tener información solo en ciertos instantes es lo que hace que se presente una discontinuidad en el tiempo. Aún cuando el tiempo transcurrido entre mediciones sea muy pequeño (milisegundos), siempre existirá un "espacio" en el tiempo donde no se tendrá la información de la variable.

3.4 Ventajas y desventajas al operar con sistemas discretos.

Del análisis que se realizó con los sistemas continuos y discretos podemos describir algunas de las ventajas y desventajas de ambos sistemas.

En relación a la **continuidad en magnitud**, los sistemas discretos requieren convertir las señales continuas a un formato digital, como se mencionó, esto genera un error de redondeo o de truncamiento. Aún cuando

esto se presenta como una limitación de los sistemas discretos, si se selecciona cuidadosamente el tamaño de la palabra digital (número de bits) podemos hacer que este error no sea significativo.

La base de la selección va a estar directamente relacionada con los requerimientos de la aplicación. Por ejemplo, en un recipiente de almacenamiento de agua pudiera solo interesarnos conocer si está vacío a un tercio, a 2 tercios o a plena capacidad, de manera que con una palabra binaria de 2 bits (00, 01, 10 y 11) pudiéramos cumplir con los requerimientos. ¿Qué utilidad tendría indicar la velocidad en el display de un automóvil con una resolución de centésimas de kilómetro/hora?

El monitoreo o control de temperatura representa otro ejemplo interesante, ¿Cuántas cifras significativas se requerirán para mostrar la temperatura del medio ambiente?, ¿Se utilizaría la misma base para el caso de la temperatura de los químicos de un equipo de revelado, donde una diferencia de medio grado centígrado ya afectaría la calidad de la fotografía?. ¿Sería importante conocer la distancia entre 2 ciudades con resolución de un metro? ¿Que resolución pediría para una máquina que corta automáticamente suelas para zapatos?

Es un punto importante minimizar el error por conversión a digital, pero debemos ser cuidadosos de no incrementar, con propósito de "asegurar", en forma indiscriminada el número de bits de la palabra digital, pues esto acarrearía un incremento en el costo del sistema y produciría otra serie de implicaciones que trataremos en los próximos capítulos.

Finalmente, considere que la exactitud de la medición (a lo cual dedicaremos más de un capítulo) no dependerá exclusivamente del tamaño de la palabra seleccionada; se tienen errores en sensores, amplificadores, además errores producidos por ruido de proceso o interferencia electromagnética en conductores de señal.

En un sistema discreto de adquisición de datos ó de control deberemos considerar todas las fuentes de error y asegurar que el error global estará dentro del rango de especificación.

En cuanto a **continuidad en tiempo**, los sistemas discretos operan ejecutando instrucciones en forma secuencial, esto hace que tengan la información de variables continuas solo en ciertos instantes, a esto se le conoce como sistema de datos muestreados. Esto genera el riesgo de que ocurran cambios significativos en la variable continua entre muestreos y que no sean detectados por el sistema discreto (esto no ocurre en los sistemas continuos, debido a que la información siempre está presente).

Con esto reconocemos que el tiempo entre muestreos será un factor crítico para evitar que ocurra pérdida o distorsión de la información. Sin embargo, generalmente sabemos “que tan rápido” cambia o puede cambiar la variable continua y con esto podemos calcular que tan rápido debemos muestrearla.

Un ejemplo de esto sería cuando ponemos a hervir agua en un recipiente, no monitoreamos en forma continua su estado, ¿Que hacemos en este caso? Como “sabemos” que va a tardar varios minutos en empezar a hervir, establecemos una supervisión cada ciertos minutos (dependiendo del tamaño del recipiente) y en esta forma logramos darnos cuenta en una forma más o menos cercana cuando el agua empieza a hervir

La rapidez con que cambia o puede cambiar una variable física se le conoce comúnmente como “**dinámica**” de la variable o del sistema. La temperatura del fluido de salida de una caldera es un ejemplo de “dinámica” lenta. La temperatura del medio ambiente es otro ejemplo de dinámica lenta (si consideramos que una computadora ejecuta instrucciones en fracciones de milisegundo).

Otro ejemplo, pero ahora con una dinámica más rápida, sería el control de posición que hacemos al mantener un automóvil en su carril en una carretera. En este caso, generalmente establecemos una supervisión continua, pues cualquier descuido (pocos segundos) pudiera ocasionar resultados

desastrosos. En este caso un sistema discreto deberá tener un pequeño tiempo entre muestreos.

En un sistema discreto de protección contra cortocircuito en la alimentación de una subestación el tiempo de muestreo es de pocos microsegundos, de tal forma que ante una situación de falla mande abrir rápidamente los interruptores y de esta forma evitar que se produzca un daño mayor.

Así, la dinámica del sistema fijará que tan rápido se tendrá que muestrear la o las variables continuas. Ahora si no se conoce la dinámica, podemos desarrollar una primera etapa con el tiempo de muestreo más corto disponible y de esta manera observar la "dinámica" de la variable.

¿Porqué no siempre muestrear con el tiempo más corto disponible? En la medida en que reducimos el tiempo entre muestreos, ocupamos más el tiempo del procesador digital (lo cual se refiere comúnmente como la "carga de computo") y evitamos que pueda realizar otras tareas. ¿Que sentido tendría monitorear la temperatura del medio ambiente cada microsegundo? En este caso ¿tendría alguna utilidad procesar, almacenar o grabar millones de datos "iguales"?

Hasta ahora, solo se han visto problemas en los sistemas discretos, entonces ¿Porqué cada día se utilizan más?. Superando las desventajas ya vistas (lo cual es completamente factible), los sistemas discretos cuentan con muchas ventajas, así tenemos:

1.- Operación en tiempo compartido. Al no estar realizando una operación en forma continua, podemos darle al procesador varias tareas (esto es imposible de hacer en los sistemas continuos por su misma naturaleza).

2.- Capacidad de memoria. Se puede memorizar una gran cantidad de información, con posibilidad de procesarla fácilmente y preservarla por largos periodos de tiempo. En el caso de los sistemas continuos, el almacenamiento de información se hace con graficadores (rollos de papel ó gráficas circulares) o

con cintas magnéticas, en ambos casos difícilmente procesables y con un tiempo limitado de preservación sin daño o distorsión.

3.- Cálculos matemáticos. Aun cuando se pueden realizar operaciones matemáticas en forma continua, no se compara la facilidad y potencia de una computadora para realizar complejos cálculos matemáticos. La utilización de sistemas discretos en forma de computadoras y procesadores digitales ha permitido desarrollar una gran cantidad de aplicaciones con tiempos de desarrollo cortos y a precios muy accesibles.

4.- Flexibilidad. El mismo procesador puede aplicarse en diversos casos, el cambio se realiza en la programación (software) y fácilmente pueden hacerse cambios. En el caso continuo, se tiene que el sistema está diseñado para una cierta aplicación y su cambio es poco posible y generalmente caro, los cambios requieren modificaciones en componentes o conexiones.

5.- Tamaño y costo. Para aplicaciones mayores a simples sumas y pocas operaciones básicas, los sistemas discretos son más compactos y menos costosos que sus equivalentes continuos.

Finalmente, los sistemas continuos y los discretos no son mutuamente excluyentes, para un caso específico se puede evaluar la posibilidad de un sistema híbrido. En el caso de una variable continua que cambia muy rápido y donde deseamos obtener el valor máximo cada hora durante un mes. Se pudiera diseñar un sistema continuo que constantemente adquiriera el valor máximo y conectarlo a un sistema discreto que registre ese valor para su posterior procesamiento.

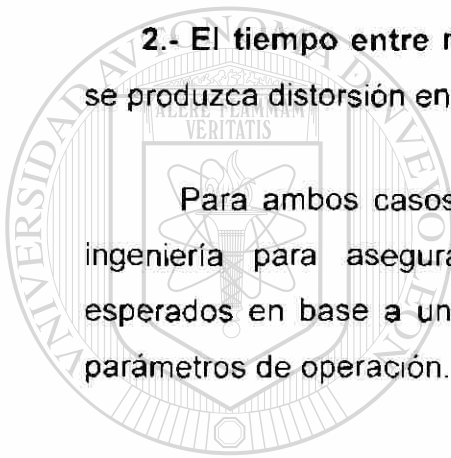
3.5 Precauciones en el diseño de sistemas discretos.

Haciendo una gran simplificación, en el diseño de sistemas discretos de adquisición de datos y control se deberá tener especial cuidado con 2 factores:

1.- El tamaño de la palabra.- Lo que va a fijar el error de cuantización, producido por el redondeo o truncamiento producido en la conversión de la variable continua a un código digital.

2.- El tiempo entre muestreos.- Que evitará que se “escapen eventos” o se produzca distorsión en la información

Para ambos casos existen tanto herramientas metodológicas como de ingeniería para asegurar que se cumplan los requerimientos globales esperados en base a una buena selección y definición de equipo, así como parámetros de operación.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



4

DISPOSITIVOS DE PROCESAMIENTO Y CONVERSIÓN DE SEÑAL

4.1 Fundamentos.

4.1.1 Introducción.

Un sistema de adquisición de datos se puede considerar como una interface entre un proceso con sus sensores de medición y un observador. Considere la figura 4.1 donde se muestran "n" sensores instalados en un proceso y conectados a un sistema de adquisición de datos.

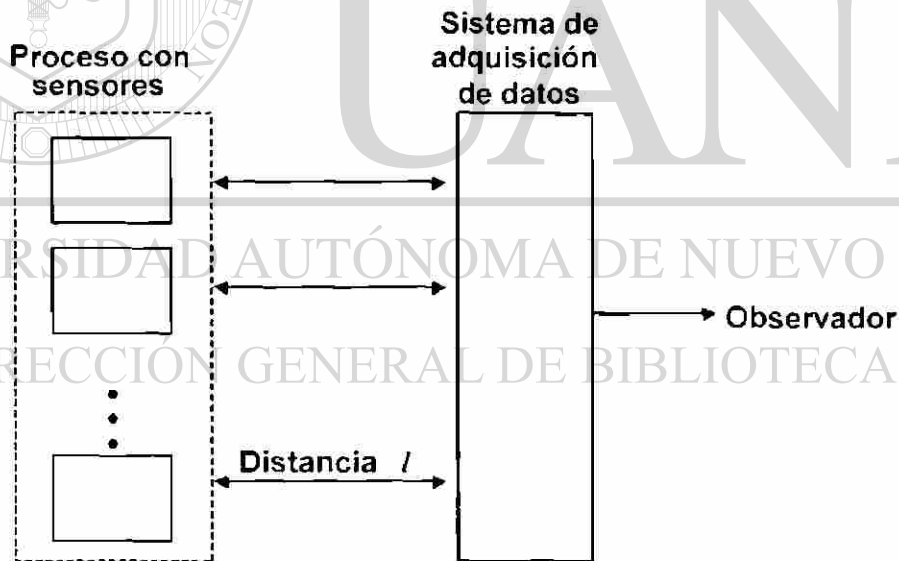


Figura 4.1 Sistema de adquisición de datos como interface entre proceso y observador.

Los sensores pueden ser utilizados para medir presión, temperatura, flujo, posición, etc. y en general se pueden considerar pasivos (requieren alimentación de energía eléctrica). Dos de las funciones principales del sistema de datos son proveer de energía al sensor y convertir la salida de cada

sensor a un formato presentable para el observador. La salida puede ser un indicador analógico, un graficador, una grabadora de cinta magnética o un display digital.

Aún y cuando los sistemas de adquisición de datos pueden tomar diferentes formas, este capítulo describe solamente los sistemas discretos de adquisición de datos multicanales (procesador digital con capacidad de hacer y registrar mediciones de varios sensores).

En general, un sistema de adquisición de datos digital consiste de varios componentes diseñados para procesar señales de diferentes tipos de sensores y proveer una salida compatible con una computadora digital.

La figura 4.2 muestra un sistema digital de adquisición de datos típico que usa un amplificador por canal. Como se presenta, algunos de los componentes del sistema son utilizados para acondicionar la señal de salida de los sensores, mientras que otros se utilizan para convertir las señales analógicas a un formato digital. Aún y cuando existen muchas variaciones a este sistema, el arreglo indicado se considera típico de sistemas multiplexados de alto nivel.

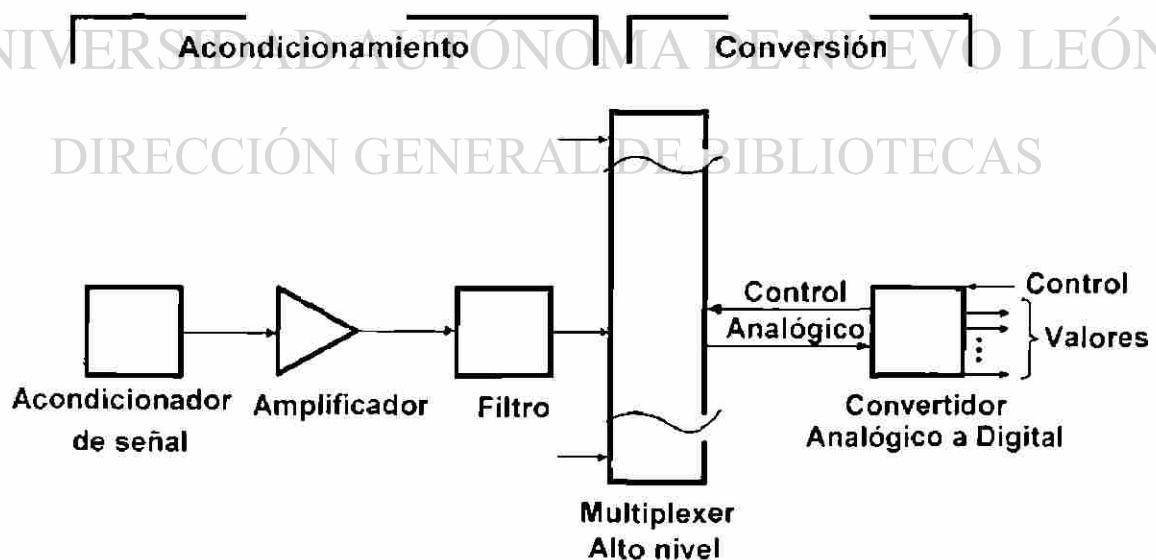


Figura 4.2 Diagrama de un sistema digital de adquisición de datos.

El objetivo principal en este capítulo es desarrollar técnicas que se puedan utilizar para seleccionar sistemáticamente los diferentes componentes que forman el sistema de adquisición de datos. Se examinará en forma detallada el sistema digital de adquisición de datos para determinar sus características de medición; esto es, qué componentes del sistema afectan la precisión total de medición, respuesta y que tan significativos son estos efectos.

4.1.2 Precisión.

Para un sistema de adquisición de datos digital, una de las fuentes fundamentales de error está en la transición de una señal analógica continua a un conjunto discreto de valores digitales que representan con precisión la magnitud de la señal analógica.

Por ejemplo, si tenemos una señal analógica cuya máxima magnitud es A , tenemos que determinar que valor en formato digital la representará. Si se tiene una palabra de " n " bits, donde cada bit tiene dos estados distintos (valores lógicos "0" o "1"), entonces la señal analógica más pequeña que podríamos indicar es $A/2^n$.

Así, para cualquier señal analógica que representemos con este código, existe un potencial de error en la representación digital de la mitad de $A/2^n$. A este error se le llama **error de cuantización** y es el resultado de la transformación de la señal analógica continua a un código digital discreto.

Existen muchas otras fuentes de error además de la cuantificación. Típicamente incluyen linealidad, histéresis, desfasamiento y sensibilidad, ruido, cruzamiento de señal (crosstalk) y atenuación debido a carga.

Se debe considerar cada componente del sistema y los errores deberán ser cuantificados antes de que se pueda hacer una estimación de la precisión total del sistema.

4.1.3 Respuesta.

Para establecer los requerimientos de respuesta del sistema de adquisición de datos, es necesario primero establecer lo que se requiere para caracterizar el proceso.

Observe la figura 4.3a donde se pudiesen considerar invariantes en el tiempo todas las mediciones de variables de proceso. Para este caso, se pudiera asumir adecuado una medición por parámetro, tomada en cualquier lugar del tiempo. Debido a que las mediciones de proceso son relativamente constantes, los requerimientos de respuesta del sistema de adquisición de datos no son críticos.

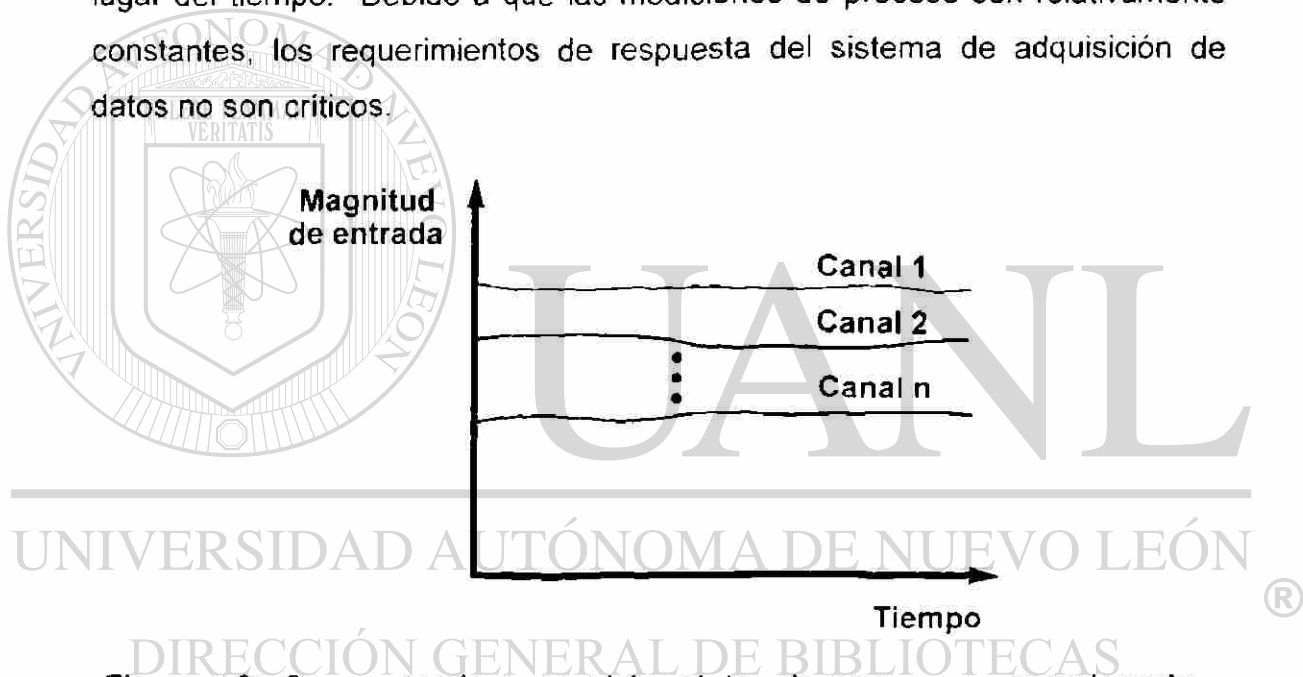


Figura 4.3a Comportamiento histórico típico de un proceso estacionario.

En contraste con el proceso invariante con respecto al tiempo que se muestra en la figura 4.3a, considere la figura 4.3b donde se observan las variaciones de la amplitud de las variables.

Para este caso, una sola medición no es adecuada para describir el proceso. Para cualquiera de las señales del proceso se requieren varias muestras discretas y en esta forma, estar en capacidad de reconstruir la señal continua. En consecuencia, para describir cualquier señal de proceso son de

importancia fundamental tanto el número de muestras como el tiempo entre cada muestra.

Además de la definición del número de muestras y la razón de muestreo requerida para caracterizar las entradas al sistema, deben considerarse los parámetros dinámicos de los componentes del sistema. Si las entradas cambian rápidamente, se debe de tener cuidado en seleccionar componentes que aseguren que sus características dinámicas no distorsionarán las señales.

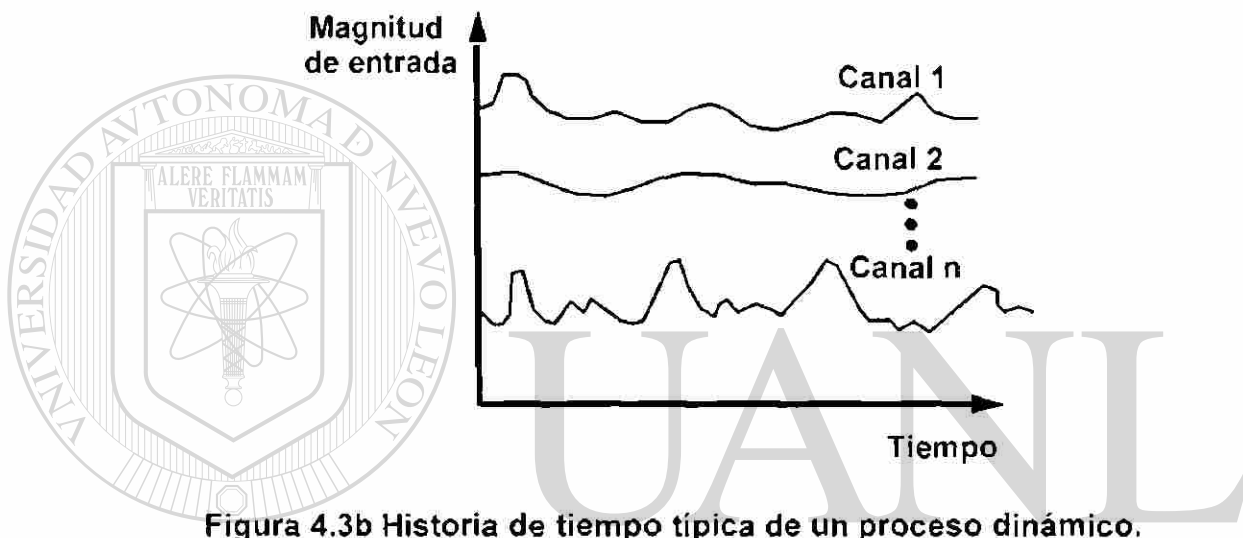


Figura 4.3b Historia de tiempo típica de un proceso dinámico.

4.1.4 Método de diseño.

Antes de que podamos diseñar un sistema de adquisición de datos digital, es necesario examinar sus diferentes componentes y funciones. Aún y cuando existe una amplia variedad de sistemas digitales de adquisición de datos, los requerimientos comunes son el acondicionar las señales y convertirlas a un formato digital.

Para sistemas multicanal, generalmente se utiliza multiplexado por hardware debido a las ventajas económicas al operar equipo común en tiempo compartido. En las siguientes páginas se realizará una breve descripción de los componentes y técnicas bajo los encabezados de acondicionamiento de señal, multiplexado y conversión de señal

4.2 Acondicionamiento de señal.

El acondicionamiento de señal es un término muy amplio, con varias connotaciones. Una de las funciones de un sistema de adquisición de datos son el acondicionar y convertir señales. Se definirá el acondicionamiento de señal como la interface entre el sensor y el convertidor.

El acondicionamiento de señal realiza las siguientes funciones:

- 1.- Proveer excitación para el sensor.**
- 2.- Compensar corrimiento (offset) de señal.**
- 3.- Proveer calibración para el sistema y sensores.**
- 4.- Proveer amplificación de la señal de entrada para acoplarse a los requerimientos de entrada del convertidor.**
- 5.- Compensar por diferencias en referencias de potencial cero (común).**
- 6.- Limitar ancho de banda de la señal.**

Para realizar estas funciones, se usan varios componentes electrónicos. Por ejemplo, los puntos 1 al 3 son provistos por una unidad llamada acondicionador de señal, puntos 4 y 5 por un amplificador y el punto 6 por un filtro.

En la práctica, estas unidades pueden presentarse en un solo ensamble o en varias piezas. Aquí separamos funcionalmente el acondicionamiento de señal en tres unidades: Acondicionado, Amplificador y Filtro

4.3 Acondicionadores de señal.

4.3.1 Excitación.

Debido a que la mayoría de los sensores son pasivos, es decir, requieren de una fuente de excitación, el acondicionador de señal debe proveer excitación para el sensor. Generalmente esto toma la forma de una corriente o voltaje de corriente directa preciso y bien regulado. Existen, sin embargo, algunos sensores de estado sólido que tienen reguladores internos y requieren solamente de 24 a 28 volts de excitación.

Para compensar por diferencias en la resistencia de las líneas de conducción de señal, se utiliza la medición remota de la excitación del sensor.

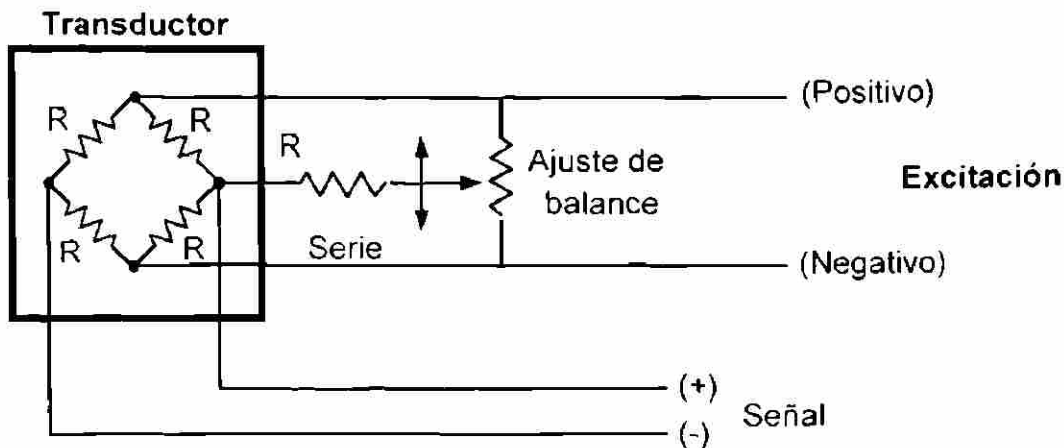
Una fuente de poder que sea utilizada para esta función debe tener capacidad de voltaje o corriente constantes, medición remota, limitación de corriente para proteger el sensor, buena estabilidad, ruido mínimo y debe ser fácilmente ajustable.

4.3.2 Compensación.

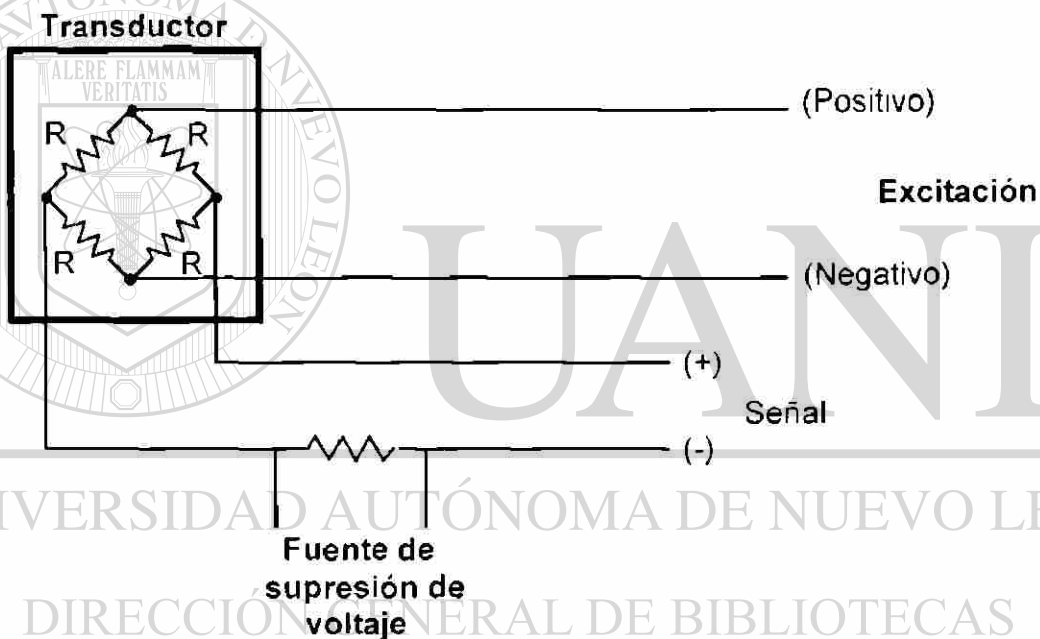
Aún cuando se puede argumentar que la compensación por hardware de corrimiento (offset) de señal no es necesaria con los sistemas actuales basados en las computadoras, aún existe la necesidad de escalar la entrada al convertidor analógico a digital para lograr una resolución óptima.

Si el sensor tiene un corrimiento (offset) significativo, se restringe la ganancia del amplificador, que limita la resolución de la conversión de la señal, en consecuencia, se requiere algún grado de compensación debido al corrimiento (offset) de señal.

Para mostrar el principio de compensación de corrimiento (offset) considere los dos métodos más comunes para balancear transductores medidores de esfuerzo que se observan en la figura 4.4



a. Método de Balance Resistivo



b. Método de Inserción de Voltaje

Figura 4.4 Métodos comunes utilizados para balancear transductores medidores de esfuerzo.

La técnica más común de balancear puentes es la "red resistiva de balanceo", que funciona aplicando una resistencia de valor bajo en ohms (**shunt**) entre dos ramas adyacentes. Cuando el potenciómetro de balance se encuentra exactamente en el centro, se aplican **shunts** iguales a cada una de las dos ramas, lo cual da como resultado que no exista cambio en la salida.

Sin embargo, cuando el potenciómetro de balance se mueve de la posición central, se aplican **shunts** desiguales a las dos ramas, lo cual afecta la salida del puente y provee un medio de ajuste.

Aún cuando la técnica de balanceo por **shunt** provee un medio para la compensación de salidas indeseables, afecta la sensibilidad del transductor al cargar las ramas del puente. Por lo tanto, para una carga mínima, se debe utilizar solo el rango de balance requerido con un valor de R_{serie} lo mas grande posible, los valores típicos para R_{serie} son 40 a 50 $K\Omega$ cuando R es de 300 a 1,000 Ω .

El segundo método común para suprimir el corrimiento es la "técnica de inserción de voltaje". Con esta técnica, se genera un voltaje igual pero opuesto a través de la resistencia colocada en serie con la salida del puente de señal. Aún cuando esta técnica no carga el puente como en el caso del método de balanceo resistivo, si produce algunas complicaciones.

Dado que el voltaje de supresión se suma al voltaje de salida del puente, cualquier variación en la fuente de voltaje de supresión se ve como una variación en la salida del puente. Por lo tanto, la fuente de voltaje de supresión no solo tiene que ser un dispositivo altamente estable, sino que también debe de introducir poco o nada de ruido. Así, algunas técnicas desarrollan la excitación de voltaje de supresión de la misma fuente de excitación del puente mientras que otras utilizan una fuente de poder estable separada.

4.3.3 Calibración.

Además de proveer excitación para el sensor y compensar corrimientos (offset) de señal, los acondicionadores de señal generalmente incluyen alguna provisión para la calibración. Si el sensor es un medidor de esfuerzo, un método común para simular la calibración es con **shunts** resistivos. Con esta técnica, se agrega una resistencia de precisión dentro del acondicionador de señal en lugar de en paralelo al brazo del puente.

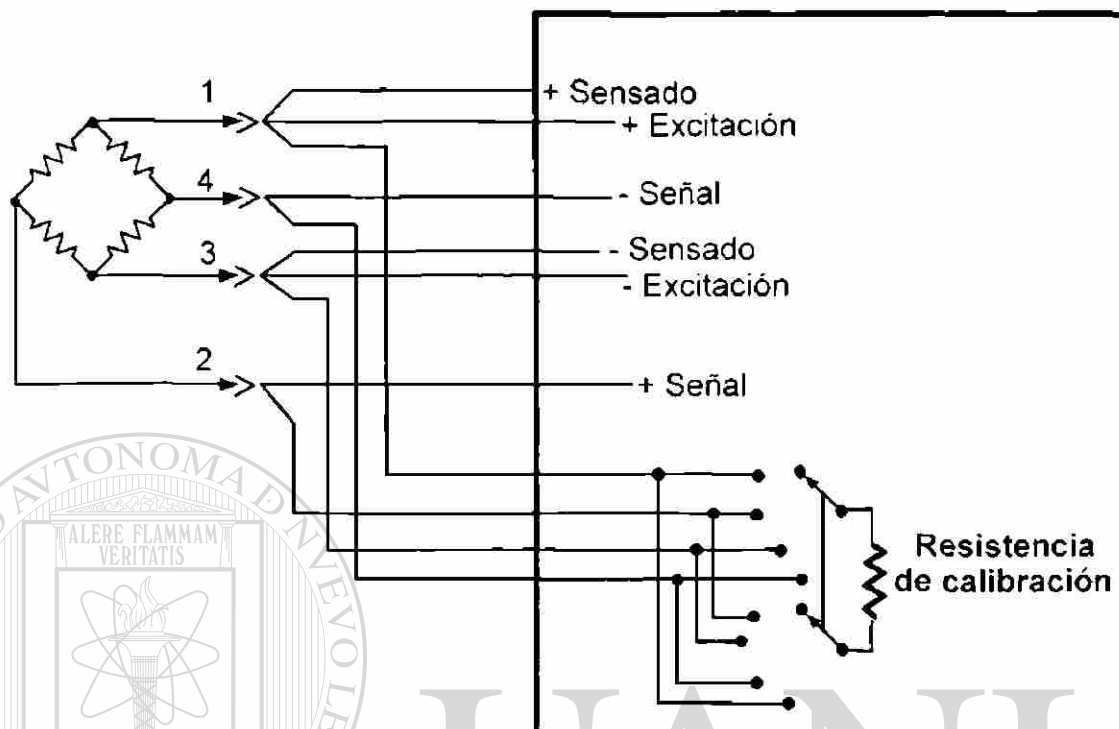


Figura 4.5 Calibración resistiva utilizando un sistema de 10 conductores.

Generalmente, se utilizan interruptores de baja resistencia, tales como contactos de relevadores, para cambiar la resistencia de calibración a uno o más brazos de puente.

La figura 4.5 muestra una configuración donde cada uno de los brazos del puente se conecta en paralelo en forma secuencial con una sola resistencia de precisión. Esta técnica utiliza un sistema de 10 conductores donde 4 son utilizados para la conexión normal del sensor.

Existen algunas variaciones que utilizan de 6 a 10 conductores para acomodar las funciones necesarias.

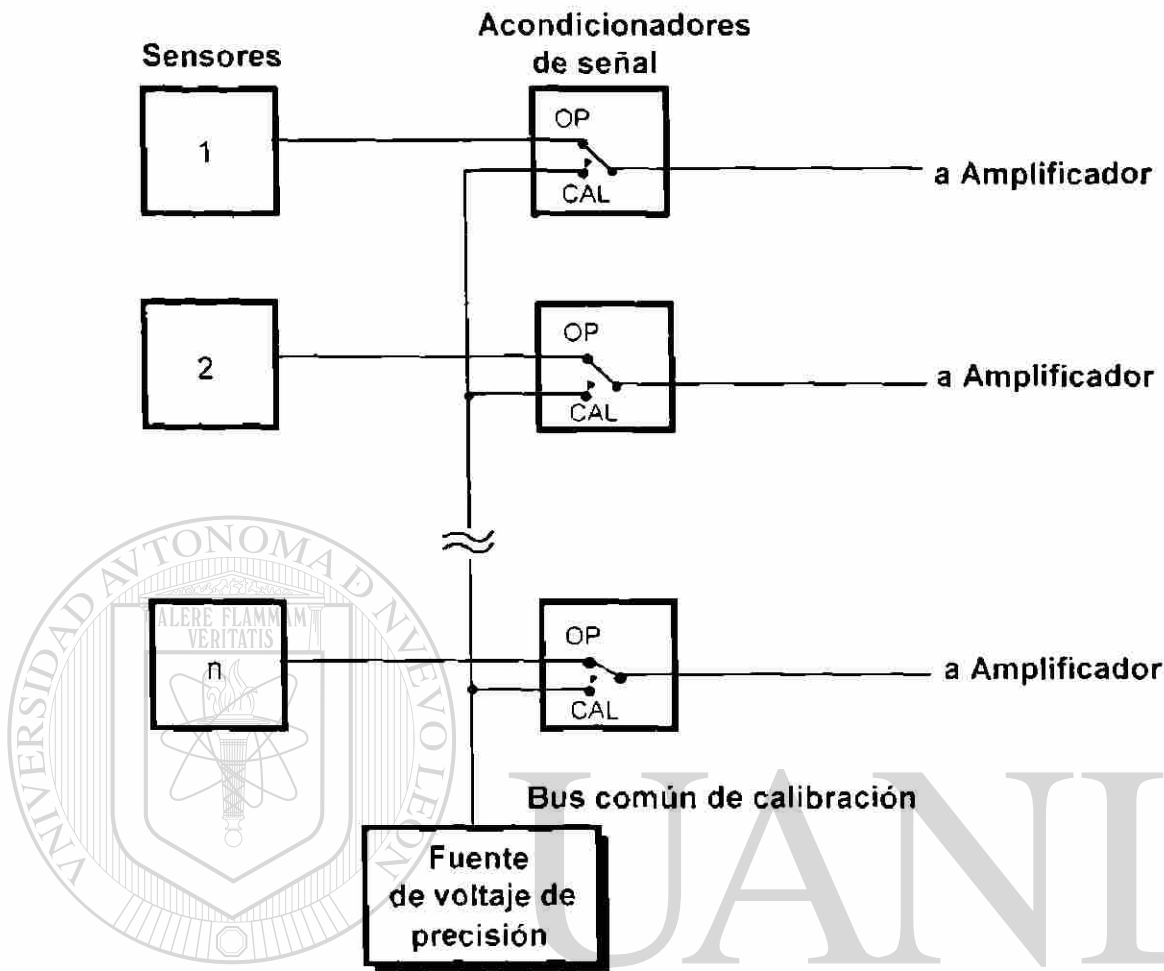


Figura 4.6 Calibración multicanal utilizando un bus común.

Además de proveer un medio para simular la salida de un transductor, el acondicionador frecuentemente está configurado de tal manera que su entrada puede ser desconectada del sensor y conectada a una fuente externa de voltaje de precisión. Esta técnica permite una calibración de extremo a extremo del sistema de adquisición de datos. Para un sistema multicanal, es una práctica estándar conectar todas las entradas de calibración de los acondicionadores de señal a un bus común (figura 4.6).

En algunos casos puede ser posible calibrar todos los canales simultáneamente utilizando una sola fuente de voltaje. En este caso se debe de tener la precaución de asegurar que una sobrecarga o canal defectuoso no afecte los canales restantes.

4.4 Amplificador.

4.4.1 Características generales.

Las funciones básicas del amplificador son: escalar las entradas de los convertidores y compensar diferencias en potencial cero (tierra) que pueden existir entre el sensor y el sistema de datos.

Debido a que los convertidores operan con rangos fijos (típicamente $\pm 5V$, $\pm 10V$), es importante tomar ventaja de la resolución del convertidor escalando apropiadamente la señal de entrada. Para lograr esto se utiliza un amplificador de salida sencilla o diferencial.

Si existe una diferencia en el potencial de cero (tierra) entre el sensor y el sistema de datos, se prefiere un amplificador diferencial, que aisle en forma efectiva los puntos de referencia del convertidor y el sensor. Aún con este método existen problemas y fuentes potenciales de error, los cuales se mencionan en los siguientes párrafos.

4.4.2 Modo común.

Una fuente de error frecuentemente ignorada es el voltaje de modo común. Debido a que los sensores de medición frecuentemente están localizados en forma remota al sistema de adquisición de datos, es muy probable que las señales se encuentren en una región de potencial cero que difiere del potencial cero del sistema de datos.

La diferencia de potencial cero entre las dos áreas puede resultar en que se presente un voltaje en cada una de las dos puntas de señal (como se muestra en la figura 4.7). Si el voltaje de cada entrada se mide con respecto al potencial de referencia del sistema de datos, se observará un voltaje cuya magnitud será mayor que la fuente de la señal (E_{s1} ó E_{s2}). Esto se define como voltaje de modo común.

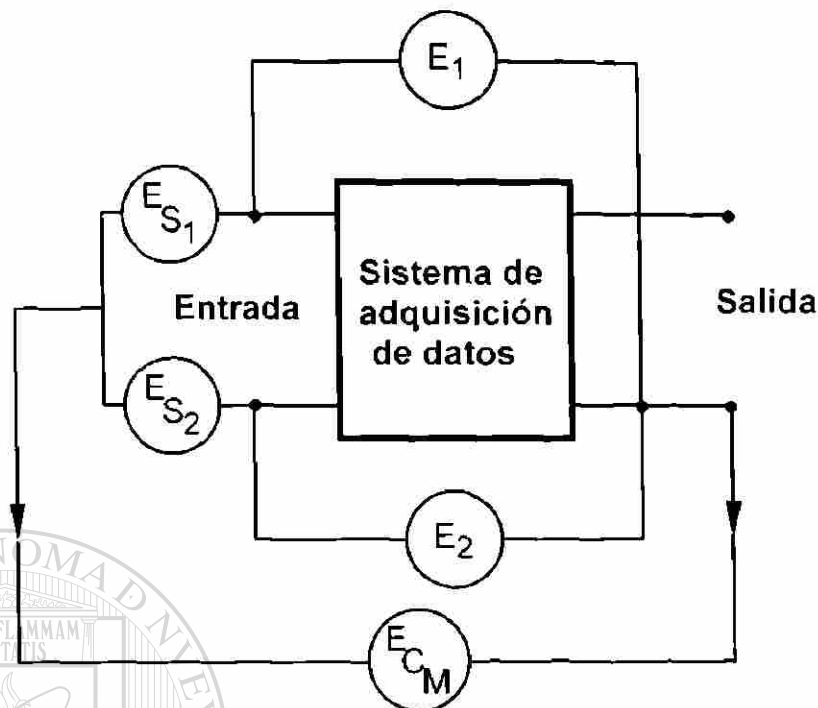


Figura 4.7 Voltaje de modo común resultante de diferencias en potencial a tierra.

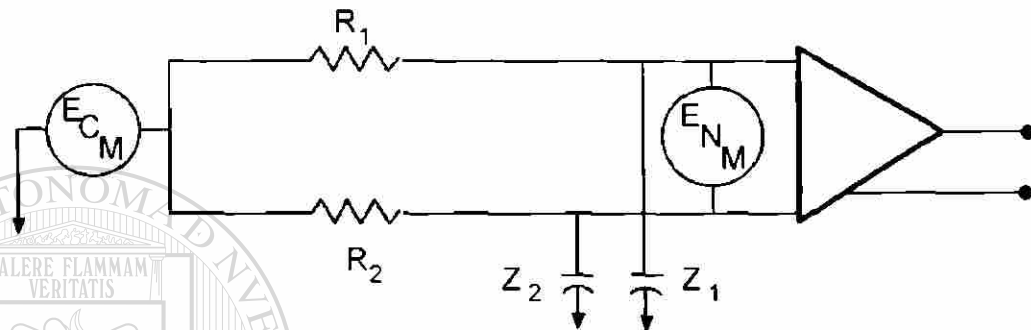
El voltaje de modo común puede ocasionar dos problemas:

Primeramente, si el voltaje es de suficiente magnitud, puede dañar el sistema de adquisición de datos. Debido a que la mayoría de los sistemas de datos son dispositivos electrónicos de estado sólido, los voltajes de modo común que exceden el voltaje de operación del sistema (típicamente $\pm 15V$) pueden dañar su etapa de entrada.

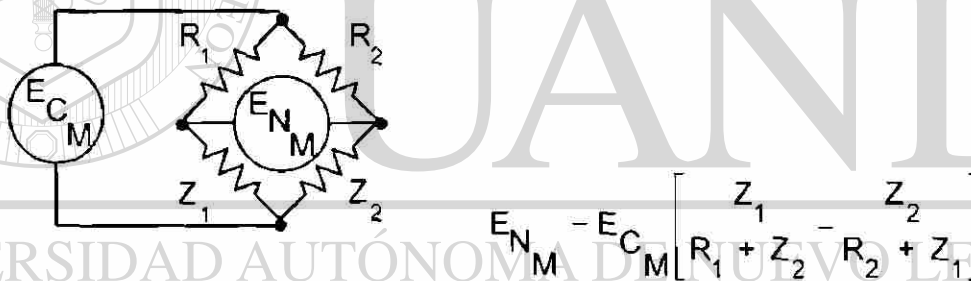
En algunos procesos químicos e industriales, los voltajes de modo común a menudo exceden este nivel. En consecuencia, el sistema de adquisición de datos, en el cual entran estas señales deben estar diseñados tomando esto en cuenta. Para aplicaciones donde el voltaje de modo común está en el orden de unos cuantos volts, la entrada al sistema de datos no requiere mayor atención.

El segundo problema mayor, del voltaje de modo común, es el error que se puede crear en la señal de datos, observe la figura 4 8a donde la señal es aplicada a un amplificador diferencial

Debido a que la salida del amplificador es proporcional a la diferencia entre las líneas de señal, el voltaje de modo común parece no ser problema. Sin embargo, esto es cierto solamente si las líneas de entrada están balanceadas. Pero para casos donde existe un desbalance en la línea combinado con voltaje de modo común, resulta un error en la señal de datos.



a. Voltaje de modo común convertido a voltaje de modo normal



b.- Circuito equivalente de puente.

Figura 4.8 Error de señal resultante de voltaje de modo común.

El error es el resultado de la conversión de voltaje de modo común a voltaje de modo normal a través de impedancias desiguales. Observe la figura 4 8b donde el circuito ha sido redibujado, en esta figura se muestra el voltaje de modo común como la excitación del puente con la salida del puente como voltaje de modo normal. Las resistencias R_1 y R_2 son las resistencias de las líneas y del transductor. Las impedancias Z_1 y Z_2 son impedancias de fuga que se consideran como capacitivas.

La relación de E_c a E_n se define como la relación de rechazo de modo común (CMRR), que es una medida de la capacidad del amplificador para rechazar la presencia de voltaje de modo común. Note que el CMRR se puede incrementar aumentando la impedancia de fuga y/o balanceando las líneas de señal.

4.4.3 Errores dinámicos y estáticos.

Si los datos de entrada son dinámicos, se debe de considerar la capacidad del amplificador para responder a una entrada que cambia rápidamente. De vital importancia son sus especificaciones de tiempo de transición y su razón de cambio.

Si se aplica un escalón a la entrada del amplificador, como se muestra en la figura 4.9, se tendrá un tiempo finito para que la salida del amplificador se estabilice dentro de la banda de tolerancia especificada.

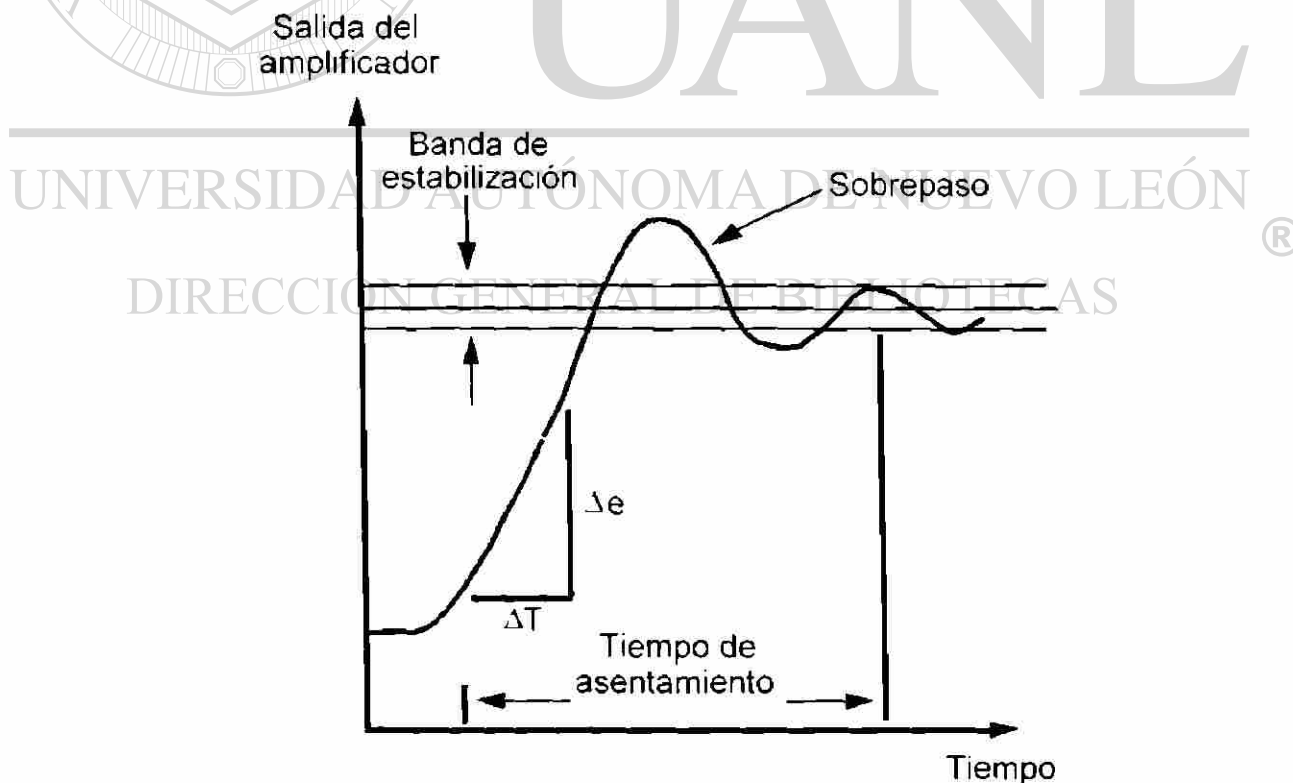


Figura 4.9 Respuesta de un amplificador a una entrada escalón.

En la figura 4.9 también presenta una interpretación gráfica de su razón de cambio, que es una medida de la capacidad del amplificador para seguir con precisión un cambio en sus señales de entrada.

En la selección del amplificador, además de los parámetros dinámicos, se deben tomar en consideración los parámetros estáticos (linealidad, precisión de ganancia, estabilidad, histéresis y ruido).

4.5 Multiplexers.

4.5.1 Características generales.

Como se mencionó, una de las funciones principales del sistema de adquisición de datos son el acondicionamiento de señal y la conversión digital de cada señal. En sistemas que involucran mediciones múltiples (multicanal) esto se puede realizar repitiendo equipo costoso para cada medición o recurrir a una técnica donde varios componentes del sistema pueden ser compartidos a través de un arreglo de interruptores electrónicos. A esta técnica se le conoce como **multiplexado por hardware** y se utiliza ampliamente debido a las ventajas económicas de operar compartiendo equipo.

El multiplexado por hardware no está libre de problemas, debido a que existen errores asociados con la conexión de las señales. La proximidad de muchas señales produce interferencia entre varios canales, que afectan la precisión de la medición.

El interruptor en sí tiene una cierta precisión de transferencia que está en función de la impedancia de la fuente, la resistencia del interruptor, la frecuencia y voltajes inducidos térmicamente. Adicionalmente, existe un tiempo de estabilización finito requerido para que el interruptor se active y para que la señal se establezca a alguna tolerancia especificada. Aún con estos problemas,

las ventajas económicas son tales que el multiplexado se utiliza ampliamente en sistemas de adquisición de datos.

En la figura 4.10a se ilustra un sistema multicanal donde cada canal tiene componentes de equipo idénticos; cada canal tiene equipo de acondicionamiento de señal y de conversión digital.

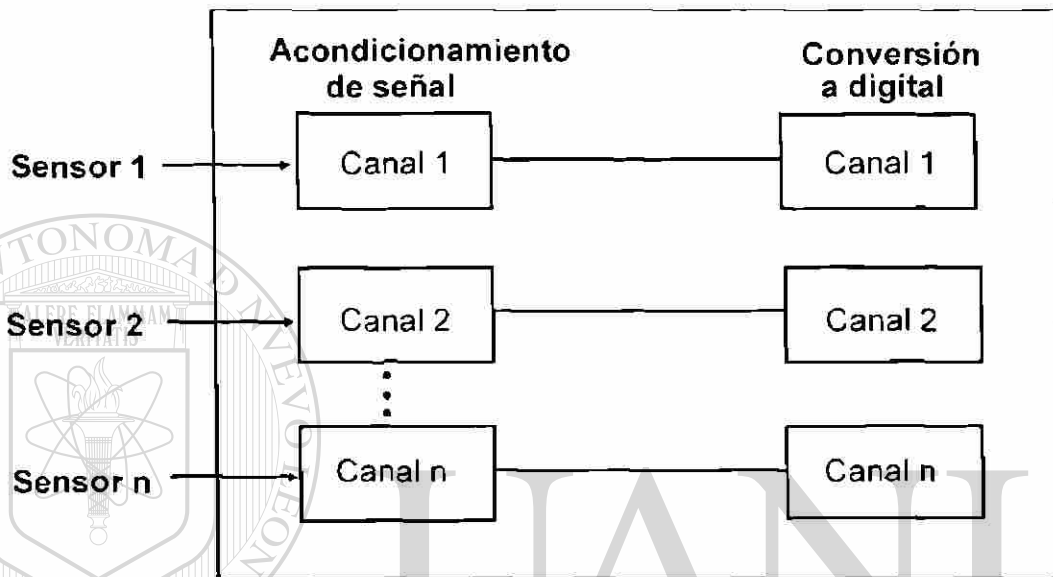


Figura 4.10a Sistema multicanal repitiendo equipo.

Una forma de reducir el costo en equipo es compartir el uso en el tiempo de ciertos componentes, como se muestra en la figura 4.10b. Dado a que la mayoría de los sensores producen señales en el rango de milivolts, a esta técnica se le llama multiplexado de bajo nivel.

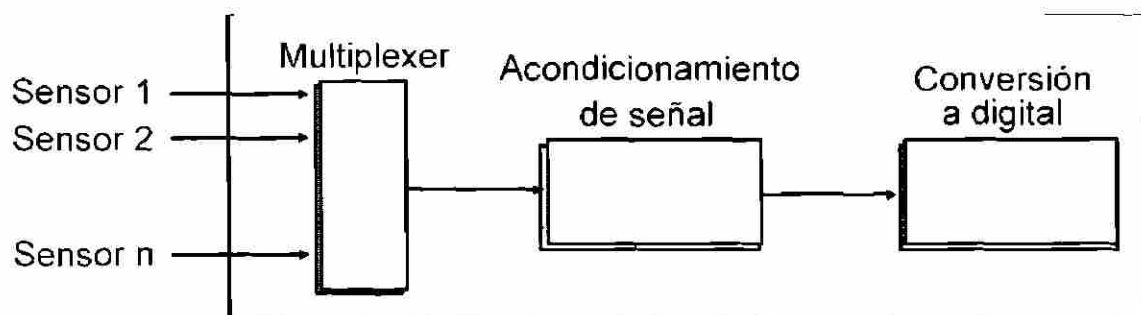


Figura 4.10b Técnica de multiplexado de bajo nivel.

Como existen problemas técnicos y limitaciones en la conexión y desconexión de señales de bajo nivel, generalmente se utilizan amplificadores antes del dispositivo de conexión, resultando en un multiplexado de alto nivel, como se muestra en la figura 4.10c.

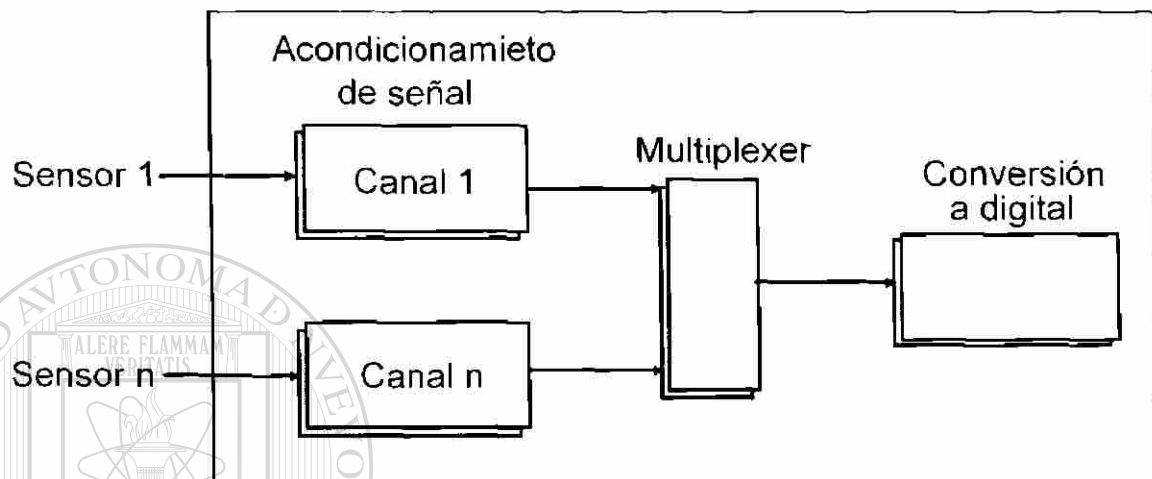


Figura 4.10c Técnica de multiplexado de alto nivel.

Aún cuando la técnica de un amplificador por canal es más costosa que la técnica de multiplexado de bajo nivel, se eliminan o reducen significativamente muchos de los problemas asociados con la conexión y desconexión de señales de bajo nivel.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

4.5.2 Multiplexado de bajo nivel.

En la figura 4.11a se muestra un sistema que emplea la técnica de multiplexado de bajo nivel. En este caso, varias señales de bajo nivel comparten, en el tiempo, un amplificador diferencial y un convertidor analógico a digital utilizando interruptores electromecánicos.

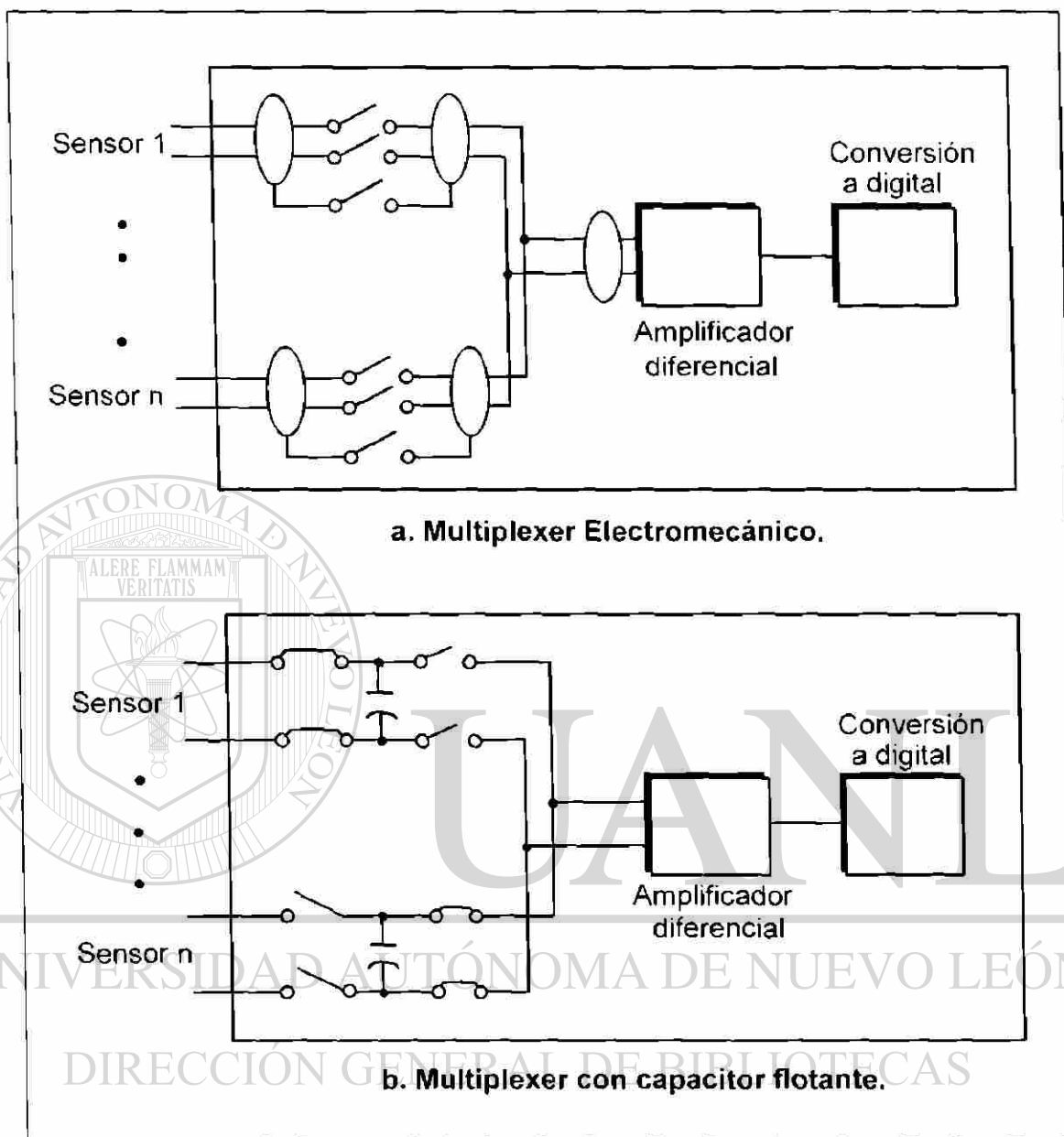


Figura 4.11 Técnicas de multiplexado de bajo nivel.

Para reducir problemas de ruido es importante mantener un buen blindaje en los conductores de señal y en los dispositivos de conexión y desconexión. Algunos problemas significativos asociados con esta técnica son:

- Voltajes inducidos térmicamente.
- Velocidad.
- Interferencia de canal a canal.

La velocidad está directamente relacionada con la frecuencia de muestreo, que se requiere alta en el caso de señales dinámicas. El rendimiento típico de un multiplexer electromecánico es de 200 canales por segundo.

Otra técnica popular para multiplexar señales de bajo nivel es la técnica de transferencia capacitiva. La figura 4.11b muestra el arreglo de multiplexer llamado multiplexer de capacitor flotante. Con esta técnica, un capacitor se conecta a través de la fuente de la señal y se utiliza para transferir la señal de la fuente de señal a la entrada del amplificador. Es decir, cuando se selecciona un canal, se desconecta el capacitor de la fuente de señal y se conecta a la entrada del amplificador.

La técnica del capacitor flotante tiene como ventajas el que puede manejar altos voltajes de modo común, es sencillo, económico y ofrece un buen rechazo de ruido. Su mayor desventaja es que requiere capacitancias grandes, que cuando se combinan con la resistencia de la fuente, forman un filtro simple que limita la amplitud o ancho de banda a unos cuantos hertz, su rendimiento típico es de 200 canales por segundo.

4.5.3 Multiplexado de alto nivel.

Si se utiliza un amplificador para cada canal previo al multiplexer (como se muestra en la figura 4.12) se logran varias ventajas. Se eliminan virtualmente los problemas asociados con blindaje durante conexión y desconexión, así como los voltajes generados térmicamente en el contacto de conexión.

Con señales de alto nivel, se pueden utilizar interruptores de estado sólido de alta velocidad, logrando un rendimiento de varios cientos de miles de canales por segundo. Adicionalmente se puede utilizar filtros activos que reducen la distorsión por traslape de frecuencia. La desventaja significativa es el costo.

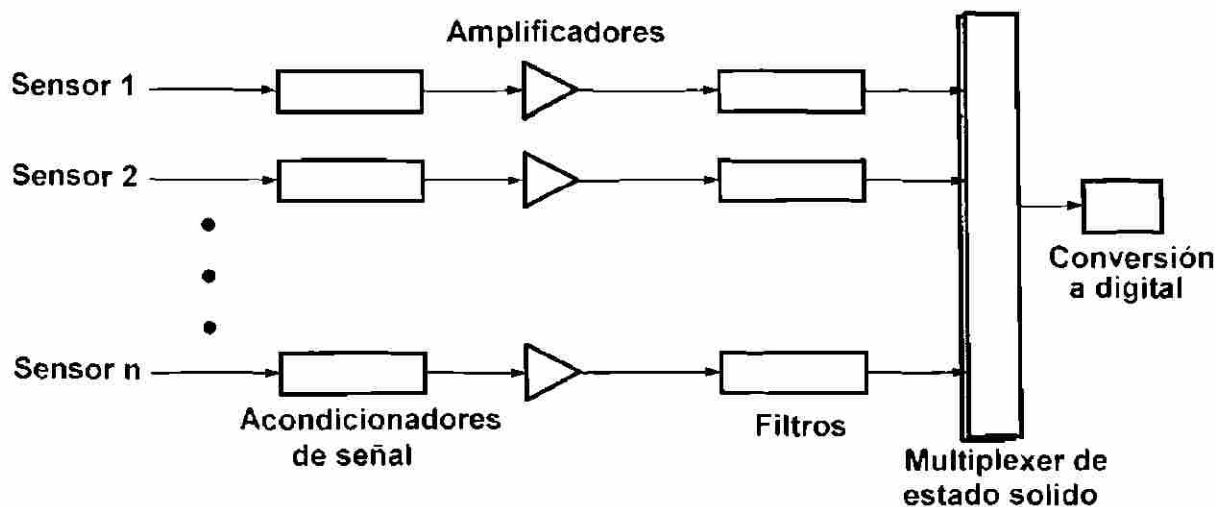


Figura 4.12 Sistema de datos con multiplexado de alto nivel.

4.6 Conversión digital a analógico.

4.6.1 Descripción general.

Aún cuando el convertidor digital a analógico (DAC ó D/A) no es parte de un sistema digital de adquisición de datos, es fundamental conocer su operación, tipos y características, esto con la finalidad de entender la forma en que operan los convertidores analógico a digital (ADC ó A/D), los cuales si son parte fundamental de un sistema de adquisición de datos por computadora.

Los convertidores digital a analógico (DAC) tienen como función convertir el valor de un código digital en una señal analógica (generalmente eléctrica de voltaje o corriente) de magnitud equivalente. Debido a esto los convertidores digital a analógico son ampliamente utilizados como interfaces de señales producidas por computadoras o procesadores digitales hacia dispositivos de control de procesos. En la figura 4 13 se muestra el diagrama de bloques de un convertidor digital a analógico (DAC).

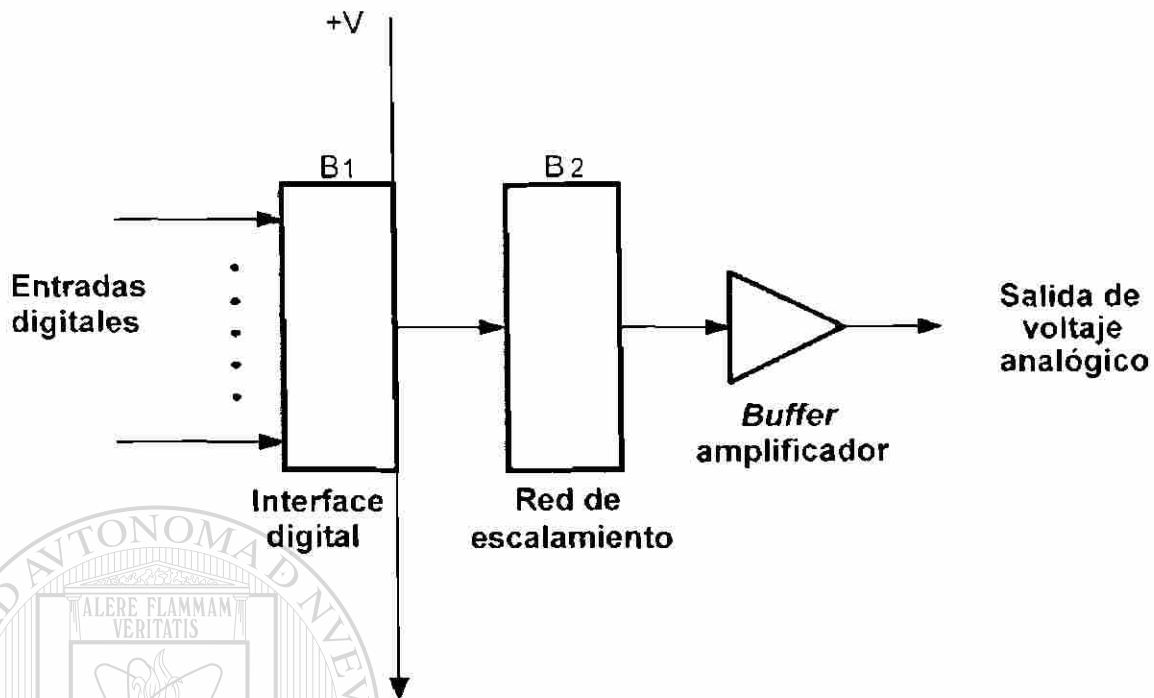


Figura 4.13 Diagrama de bloques de un convertidor digital a analógico.

Como la mayoría de los dispositivos controlados por computadoras son dispositivos analógicos, pero éstos operan con información digital, es necesario convertir la información que envía la computadora a un formato analógico. Por ejemplo, se utilizan cuando se requiere controlar por medio de una computadora un dispositivo externo (servoválvula, actuador, etc.), el cual opera en base a la magnitud de un voltaje analógico.

En la figura 4.13 el bloque B1 representa la interface eléctrica que recibe un código digital proveniente de un equipo discreto (computadora, procesador digital, etc.). Este bloque adapta la información ó código digital a convertir al bloque B2.

El bloque B2 determina el voltaje o corriente de salida analógico en relación a un voltaje de referencia y a la magnitud o peso del código digital que se desea convertir a analógico. Finalmente, la salida de este bloque se amplifica mediante el amplificador.

La figura 4.14 muestra el circuito de un DAC, el cual servirá para describir su funcionamiento. El triángulo del lado derecho de la figura es un amplificador operacional, el cual es un dispositivo analógico mediante el cual se suman o amplifican señales analógicas.

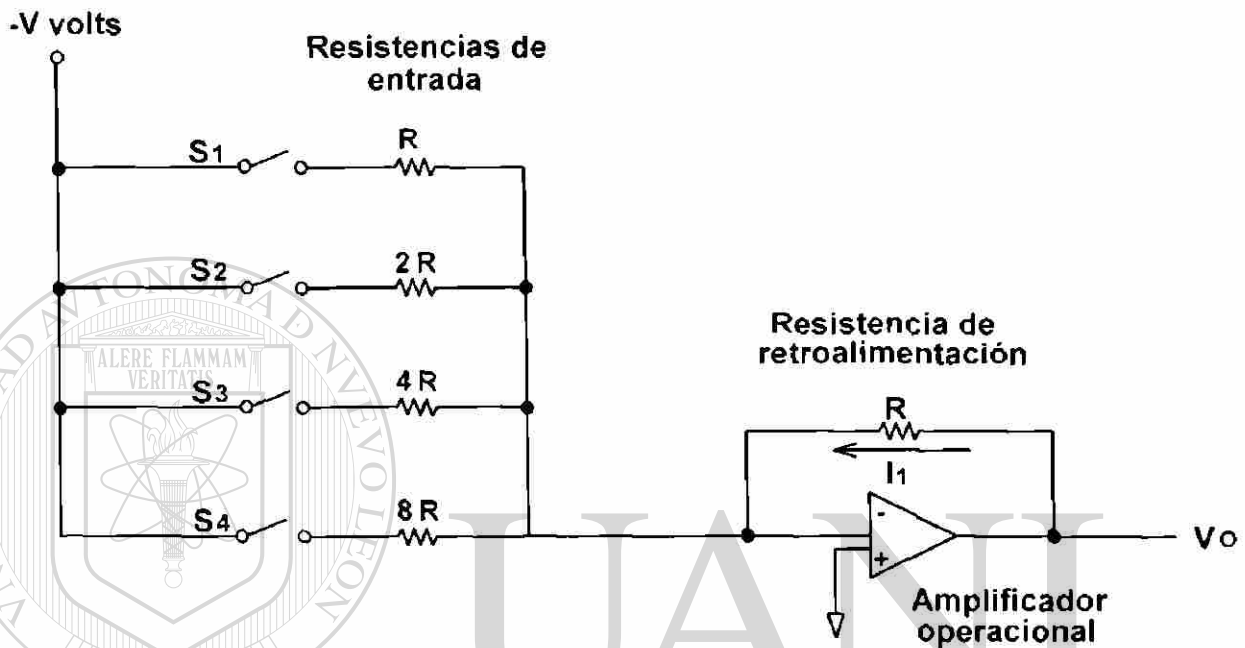


Figura 4.14 Convertidor digital a analógico.

El amplificador operacional opera tratando de mantener sus entradas positiva y negativa en el mismo nivel de voltaje, a esto se le llama cortocircuito virtual. Para cualquier señal que se le aplique a la entrada positiva, el amplificador operacional producirá un voltaje de salida de tal forma que el voltaje neto entre ambas entradas sea cero.

Como la entrada positiva del DAC está a tierra o común (0 volts), el amplificador hará que la entrada negativa también permanezca en potencial de tierra o común. Se puede afirmar que la entrada negativa del amplificador operacional está a tierra virtual (no existe conexión física pero está al mismo voltaje).

Si consideramos que la entrada negativa está en potencial de tierra, la corriente a través de la resistencia de retroalimentación se puede calcular

dividiendo el voltaje de salida V_o del amplificador operacional entre la resistencia R .

Note que se forma un divisor de voltaje entre el voltaje de salida, la resistencia de retroalimentación, la resistencia de entrada y el voltaje de entrada. Si las entradas están a cero volts, la salida del amplificador también estará a cero volts, pues es la forma en que se tendrá cero volts en la entrada inversora del amplificador.

Al aplicar un voltaje negativo en la resistencia de entrada R (cerrando S_1), debido a que la resistencia de retroalimentación tiene el mismo valor R , el amplificador producirá un voltaje igual que el de entrada pero positivo y en esta forma mantendrá su entrada inversora en cero volts.

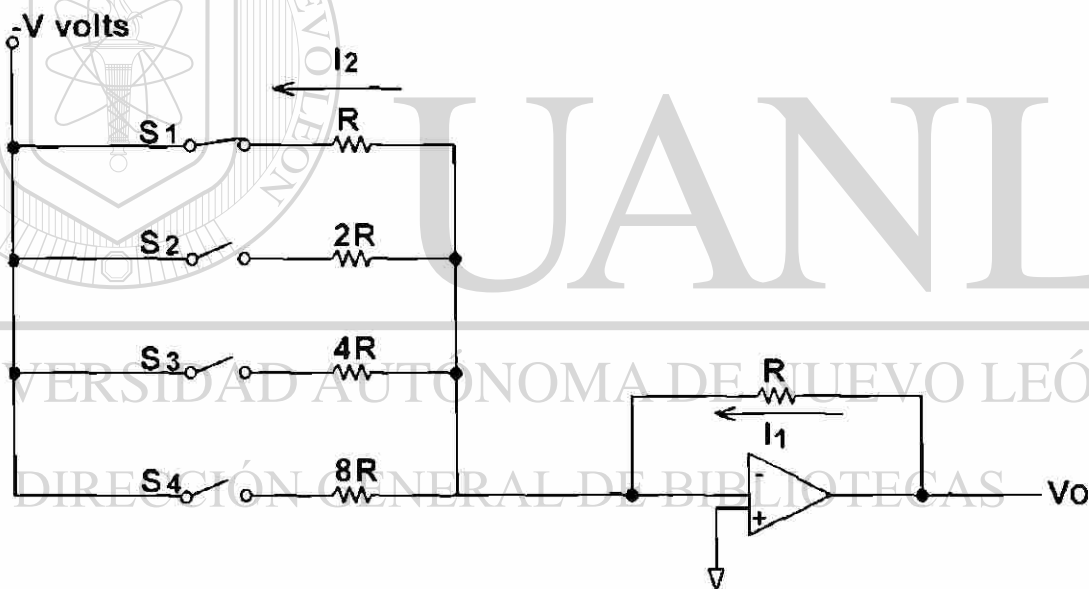


Figura 4.15 DAC con el interruptor S_1 cerrado.

Si hubiéramos cerrado el interruptor S_2 en lugar del S_1 , tendríamos un voltaje negativo a una resistencia $2R$, y el amplificador producirá a su salida un voltaje positivo de la mitad del voltaje negativo y con esto mantiene el cortocircuito virtual entre sus entradas. Note la relación entre las entradas controladas por S_1 y S_2 mantiene la proporción de acuerdo al peso del bit en la palabra digital en la entrada.

El bit más significativo (de más peso) estará representado por el interruptor S1 y el de menos peso por S4. Así tenemos que se produce un voltaje analógico a la salida que tiene relación con el valor del código digital en la entrada.

Otra forma frecuente de análisis de circuitos con amplificadores operacionales es asumiendo que la entrada inversora está a cero volts, calculando la corriente de entrada como el voltaje de entrada dividido por la resistencia de entrada (si hay voltaje en varias resistencias de entrada se hace la suma de sus corrientes) y multiplicando esa corriente calculada por la resistencia en retroalimentación y con esto se determina el voltaje de salida.

Si el voltaje de entrada es el mismo para todas las resistencias, al ir duplicando el valor de las resistencias de entrada se reduce a la mitad la corriente de entrada y en esa misma proporción cambiará el voltaje de salida.

Estados de los interruptores				Voltaje de salida del amplificador
S1	S2	S3	S4	V _o
Abierto	Abierto	Abierto	Abierto	Cero
Abierto	Abierto	Abierto	Cerrado	1/8 V
Abierto	Abierto	Cerrado	Abierto	1/4 V
Abierto	Abierto	Cerrado	Cerrado	3/8 V
Abierto	Cerrado	Abierto	Abierto	1/2 V
Abierto	Cerrado	Abierto	Cerrado	5/8 V
Abierto	Cerrado	Cerrado	Abierto	3/4 V
Abierto	Cerrado	Cerrado	Cerrado	7/8 V
Cerrado	Abierto	Abierto	Abierto	1 V
Cerrado	Abierto	Abierto	Cerrado	1 1/8 V
Cerrado	Abierto	Cerrado	Abierto	1 1/4 V
Cerrado	Abierto	Cerrado	Cerrado	1 3/8 V
Cerrado	Cerrado	Abierto	Abierto	1 1/2 V
Cerrado	Cerrado	Abierto	Cerrado	1 5/8 V
Cerrado	Cerrado	Cerrado	Abierto	1 3/4 V
Cerrado	Cerrado	Cerrado	Cerrado	1 7/8 V

Tabla 4.1 Combinaciones de los 4 interruptores de un DAC.

Al cerrar en forma sucesiva los interruptores, generando las diferentes combinaciones, se obtienen 16 valores diferentes de voltaje para las

combinaciones de la entrada digital. En la tabla 4.1 se muestran los niveles de voltaje para estas combinaciones.

En esta tabla se puede observar que las combinaciones de los interruptores forman un código binario desde el 0000 hasta el 1111, o desde el 0 hasta el 15 decimal, y el voltaje de salida del amplificador operacional se presenta desde 0 hasta $1 \frac{7}{8}$ volts.

Así, de acuerdo a su peso o valor, un número en formato de 4 bits se convierte en uno de 16 niveles diferentes de voltaje. Esta es la función de un convertidor digital a analógico.

4.6.2 Tipos de convertidores digital a analógico.

4.6.2.1 DAC amplificador sumador o de resistencias ponderadas.

El DAC que se mostró anteriormente se conoce como **tipo amplificador sumador o de resistencias ponderadas**. Esto se debe a que las corrientes a través de las resistencias de entrada se suman para determinar la corriente que fluye a través de la resistencia de retroalimentación que define el valor del voltaje de salida y por otra parte, de resistencias ponderadas porque las resistencias guardan en su valor una relación de 2, lo que le da el peso en relación al lugar que ocupa cada bit en el código digital.

Con esto, al construir una versión de 8 bits del DAC amplificador sumador, la resistencia de entrada en el bit menos significativo sería 128 veces más grande que la del bit más significativo.

Si se tiene que R es de 1,000 ohms y se cierran todos los interruptores, las resistencias quedan conectadas en paralelo produciendo una carga de 502 ohms al voltaje de referencia. Si todos los interruptores están abiertos excepto el menos significativo, la carga sería de 128,000 ohms.

Esta variación en la carga puede ocasionar cambios en el voltaje de referencia, disminuyendo la precisión. Por lo tanto, el DAC amplificador

sumador o de resistencias ponderadas presenta dos problemas debidos a su diseño: Al tener que guardar una relación de 2 entre las resistencias, los bits de menos peso arrojan valores muy altos y la carga variable al voltaje de referencia que produce cambios en su nivel.

4.6.2.2 DAC escalera red R-2R.

En la figura 4.16 se muestra la red de resistencias de entrada de un circuito DAC diferente. Este DAC se utiliza para solucionar los problemas que se presentan con el DAC amplificador sumador o de resistencias ponderadas.

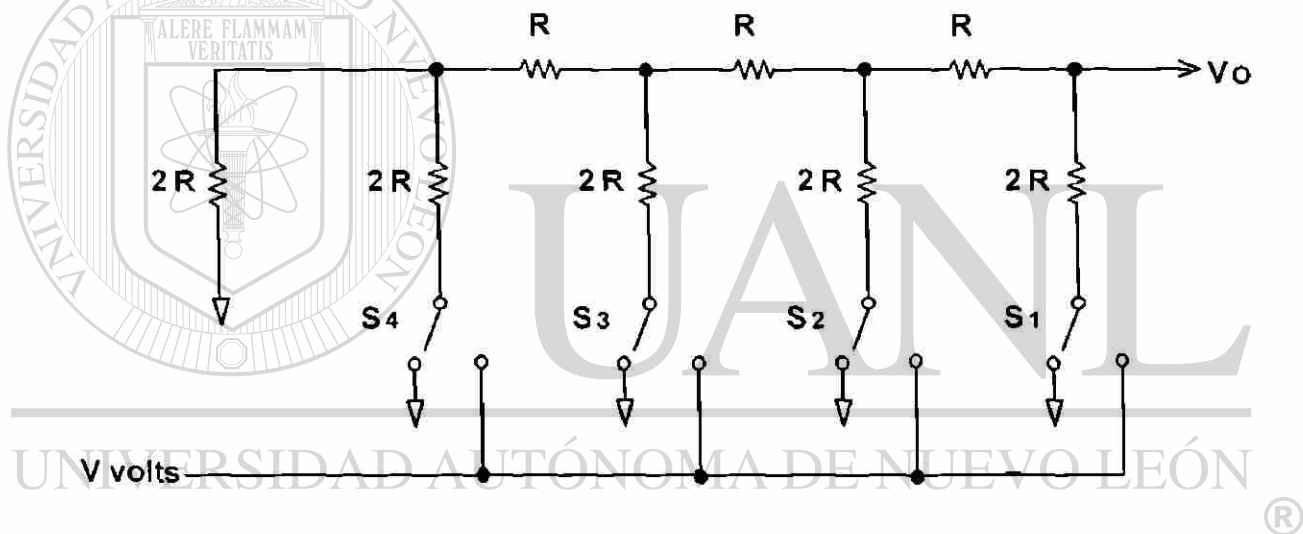


Figura 4.16 Circuito del DAC escalera R-2R.

En este caso, cada interruptor esta conectado al voltaje de referencia V, o a tierra. Si se aterrizan todos los interruptores, el voltaje de salida es cero debido a que no existe voltaje ni corriente en el circuito.

Al conectarse el voltaje de referencia a cualesquiera de las resistencias 2R, la corriente de entrada siempre es la misma, pero al llegar al nodo superior se divide entre 2. Debido a esto, a medida que la resistencia 2R se encuentra más alejada (a la izquierda) del amplificador, la corriente con que contribuye a la entrada es menor. La división entre 2 realiza la ponderación del peso del bit a su contribución en el voltaje de salida

Así, en forma semejante al análisis del amplificador sumador, si se realizan combinaciones para aterrizar los interruptores se obtiene una amplia variedad de valores de salida. En la tabla 4.2 se presentan las diferentes combinaciones que se pueden realizar dependiendo de los interruptores que se encuentren abiertos y cerrados.

Estados de los interruptores				Voltaje de salida del amplificador
S1	S2	S3	S4	V _o
Tierra	Tierra	Tierra	Tierra	Cero
Tierra	Tierra	Tierra	V	1/16 V
Tierra	Tierra	V	Tierra	1/8 V
Tierra	Tierra	V	V	3/16 V
Tierra	V	Tierra	Tierra	1/4 V
Tierra	V	Tierra	V	5/16 V
Tierra	V	V	Tierra	3/8 V
Tierra	V	V	V	7/16 V
V	Tierra	Tierra	Tierra	1/2 V
V	Tierra	Tierra	V	9/16 V
V	Tierra	V	Tierra	5/8 V
V	Tierra	V	V	11/16 V
V	V	Tierra	Tierra	3/4 V
V	V	Tierra	V	13/16 V
V	V	V	Tierra	7/8 V
V	V	V	V	15/16 V

Tabla 4.2 Combinaciones de 4 interruptores del DAC escalera R-2R.

De nueva cuenta se tienen 16 voltajes de salida posibles con cuatro interruptores, aún cuando los voltajes son diferentes a los de la tabla 4.1.

La mayor ventaja del DAC escalera red R-2R es que la técnica es válida sin importar el número de bits, sólo se requieren dos tipos de resistencias y pueden ser seleccionadas para tener una resistencia moderada y prevenir la carga del voltaje de referencia.

4.6.3 Aplicaciones de los DAC.

La aplicación más común de los DAC es dentro de los convertidores analógico a digital. Algunos DAC están diseñados específicamente para su aplicación en microprocesadores debido a que pueden recibir la información binaria directamente desde el microprocesador.

Los DAC de este tipo se conocen como DAC de registro ya que cuentan con un registro de datos. En la figura 4.17 se muestra el esquema de un DAC de registro.

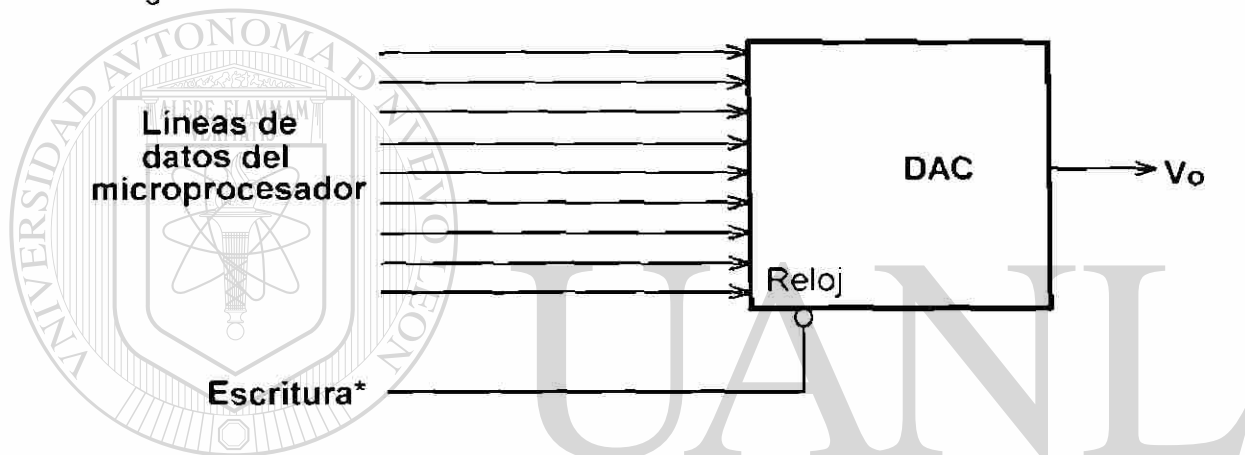


Figura 4.17 DAC de registro.

Una de las consideraciones que se deben tomar en cuenta al elegir un DAC para un sistema con computadora es la de los voltajes de fuentes de poder, esto debido a que muchos de los DAC requieren fuentes de poder bipolares y algunos operan con límites de voltaje muy específicos.

Otros factores que se deben tomar en consideración son:

- Si el DAC tiene una referencia de voltaje interno. En caso de no tenerla se tendrá que proporcionar una con la precisión requerida.
- Compatibilidad en nivel lógico del DAC ya que es necesario que las entradas digitales TTL sean compatibles.
- La velocidad del DAC.

- Si la resolución es más amplia que el bus de datos del microprocesador, se necesita el diseño de un circuito que permita escribir al DAC en dos o más operaciones.
- La precisión requerida para el sistema completo.
- Si el DAC no es capaz de conducir la carga necesaria, se requiere de un amplificador adicional.

4.7 Conversión analógica a digital.

4.7.1 Descripción general.

En términos generales, la función del convertidor analógico a digital (A/D ó ADC) es transformar o convertir un voltaje de entrada analógico en una "palabra" digital, la cual será su representación numérica en forma de un código digital. En esta forma se requiere de un convertidor ADC para que una computadora pueda "conocer" el valor de una señal analógica.

En la figura 4.18 se muestra el diagrama a bloques de un convertidor ADC típico, donde se muestran sus entradas y salidas básicas.

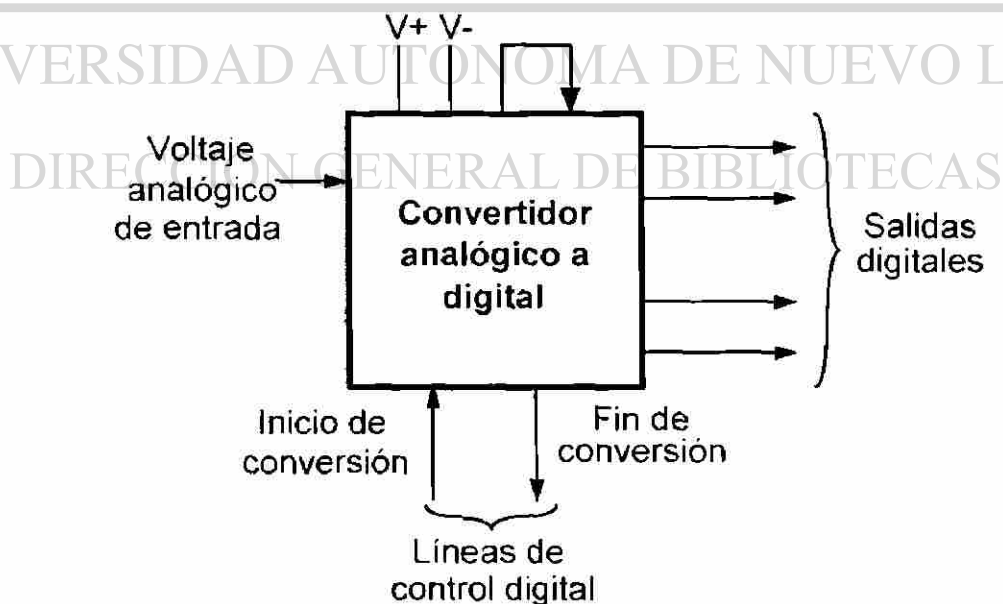


Figura 4.18 Diagrama de bloques de un convertidor ADC.

El convertidor ADC está compuesto por circuitos electrónicos que requieren de un suministro de energía, el cual es provisto por una fuente de corriente directa. Las líneas de entrada de energía se muestran en la parte superior de la figura y las conexiones son de ± 12 o $+15$ volts, $+5$ volts y tierra.

En la figura 4.18 también se muestra una línea de entrada o voltaje de entrada analógico, el cual se transformará en un código digital equivalente. Los rangos de la señal de entrada al convertidor pueden ser bipolares, es decir, que permita convertir señales que puedan presentar ambas polaridades (\pm); o unipolares esto es, que opera sólo con una polaridad ($+$ ó $-$).

El número de salidas digitales varía de 6, 8, 10, 12 y 16. El nivel o estado de estas líneas de salida digitales (0 o 1), indicarán un código numérico cuyo valor representa el nivel del voltaje analógico de entrada.

Las líneas de control digital son: inicio de conversión y fin de conversión. La señal inicio de conversión le indica al convertidor cuándo debe iniciar el proceso de conversión. Por lo general esta señal es generada por la computadora. La señal fin de conversión la genera el convertidor ADC y le indica a la computadora que la conversión se ha completado y el código digital equivalente a la magnitud de la entrada analógica está disponible.

4.7.2 Cuantización.

El corazón de un sistema digital de adquisición de datos es el convertidor de analógico a digital. En él se hace la transición de una variable analógica continua a un código digital discreto.

Durante la conversión se realiza el proceso de cuantización, el cual presenta una fuente potencialmente grande de error. Esto es debido a que se está utilizando un número finito para representar una magnitud continua. Así, hay una incertidumbre asociada con su representación en forma de un código digital.

Por ejemplo, si una señal analógica que varía entre cero y diez volts va a ser convertida utilizando un convertidor de 3 bits, 10 volts se puede representar con todos los bits en estado verdadero (1) y cero volts se puede representar con todos los bits en estado falso (0).

Ya que cada bit tiene dos estados (falso ó verdadero, 0 ó 1), existen ocho diferentes combinaciones que pueden ser representadas en el código binario de tres bits. Para este ejemplo, podemos dividir una señal de diez volts en ocho partes. La resolución sería entonces $10/8$ o 1.25 volts. Así, la resolución es función del número de bits utilizados.

Ahora considere la figura 4.19 donde se muestra el error de cuantización para un convertidor de 3 bits. Debido a que existen ocho combinaciones posibles, se tiene que tomar una decisión en cuanto al código que se vaya a utilizar para representar la magnitud de la señal continua.

La práctica acostumbrada es el dividir el rango de entrada entre "n" segmentos de igual tamaño, donde "n" es el número de posibilidades únicas de código, y colocando el nivel de decisión en los puntos medios de los segmentos. Para un convertidor de 3 bits, el tamaño del segmento es de 1.25 volts con puntos de decisión en 0.625 V, 1.875 V, 3.125 V, etc.

De esta manera, si el voltaje de entrada está entre cero y 0.625 V, se utiliza un código de 000 para representar la variable. Para una entrada de 0.625 V a 1.875 V, se utiliza el código 001.

Así, el error de cuantización es de $\pm 1/2$ LSB, donde LSB es el valor del bit menos significativo. Para el ejemplo del convertidor de 3 bits, el LSB tiene un valor de 1.25 V y la función de error tiene una característica diente de sierra y es cero sólo en los puntos medios del nivel de decisión.

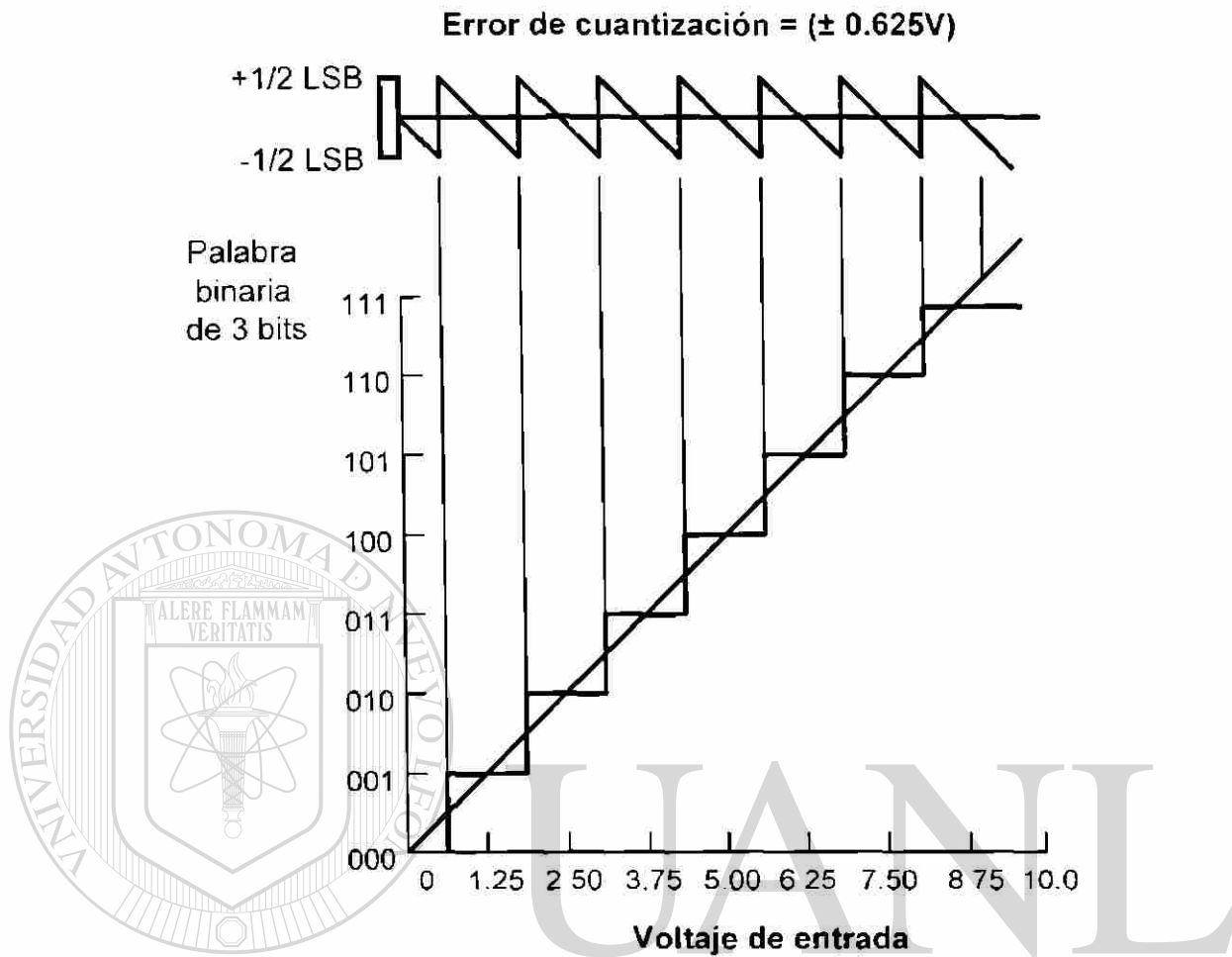


Figura 4.19 Error de cuantización para un convertidor de 3 bits.

Solamente se puede reducir la magnitud de éste error incrementando el número de bits, la tabla 4.3 muestra la relación entre el número de bits, el número de estado y el valor de LSB.

Por ejemplo, el error de cuantización para un convertidor de 12 bits sería de ± 0.000122 , o $\pm 0.01\%$ de plena escala, en forma similar, un convertidor de 10 bits tiene un error de cuantización de aproximadamente $\pm 0.05\%$ de plena escala.

Número de Bits n	Número de Estados 2^n	Valor de LSB 2^{-n}
8	256	3.91×10^{-3}
9	512	1.95×10^{-3}
10	1024	9.77×10^{-4}
11	2048	4.88×10^{-4}
12	4096	2.44×10^{-4}
13	8192	1.22×10^{-4}
14	16384	6.10×10^{-5}
15	32768	3.05×10^{-5}
16	65536	1.53×10^{-5}

Tabla 4.3 Relación entre el número de bits y el peso de LSB.

4.7.3 Apertura.

Se requiere un tiempo finito para convertir una señal analógica a un código digital, el tiempo es función de la técnica de conversión y se le conoce como tiempo de apertura.

Si la señal de entrada cambia durante la conversión, se introducirá un error. En consecuencia, el tiempo de apertura es una especificación crítica para sistemas de adquisición de datos cuya entrada no es estática. Para aplicaciones de conversión donde las señales son esencialmente de estado estable, los errores de medición como consecuencia del tiempo de apertura no son significantes.

Se puede tener una estimación aproximada del tiempo de apertura requerido considerando la máxima velocidad de cambio de la señal de entrada y la resolución del convertidor. Por ejemplo, la resolución de un convertidor de 10 bits es una parte en 2^{10} , o aproximadamente 0.001 de plena escala.

Para asegurar que los errores que resultan de un cambio en la entrada sean menores que la resolución, el tiempo de apertura de un convertidor debe de seleccionarse de manera tal que la magnitud de cambio en la señal en ese tiempo sea menor que la resolución. Haciendo una aproximación de primer orden (lineal), el cambio incremental de señal en un tiempo ΔT se puede calcular utilizando la velocidad de cambio como:

$$\text{Magnitud de cambio} = (\text{Velocidad de cambio}) * \Delta T$$

Para entradas senoidales de la forma $A \text{ seno}(\omega t)$, donde A es la amplitud pico y ω es la frecuencia angular, la velocidad máxima de cambio ocurre en los puntos de cruce por cero. La magnitud de la velocidad de cambio en estos puntos es ωA o el equivalente $2\pi f A$. Así, el máximo cambio de señal normalizado (por unidad) es:

$$\text{Máximo cambio en señal} = \frac{(2 \pi f) A}{2A} = \pi f$$

El tiempo de apertura requerido, ΔT , se puede calcular, para una entrada senoidal y un convertidor de 10 bits, como:

$$\Delta T = \frac{\text{Resolucion del convertidor}}{\text{Maximo cambio en señal}} = \frac{0.0001}{\pi f}$$

Por ejemplo, si f es 1 KHz y el convertidor es de diez bits, el tiempo de apertura es:

$$\Delta T = \frac{0.001}{(\pi)(1000)} = 318 \times 10^{-9} \text{ segundos}$$

Es decir, un convertidor de diez bits debe tener un tiempo de apertura menor o igual a 318 nanosegundos para asegurar que los errores resultantes de una señal senoidal de 1 KHz sean menores que la resolución.

El ejemplo anterior muestra la necesidad de una conversión rápida cuando las entradas son dinámicas. Frecuentemente esta velocidad no se alcanza y en estos casos se utilizan dispositivos de muestrear y retener la señal de entrada (Sample & Hold, S/H) y en esta forma realizar la conversión.

La figura 4.20 muestra el tiempo de apertura requerido para mantener el error en un valor menor que la resolución, para señales senoidales cuya amplitud de pico a pico es igual al rango de plena escala del convertidor.

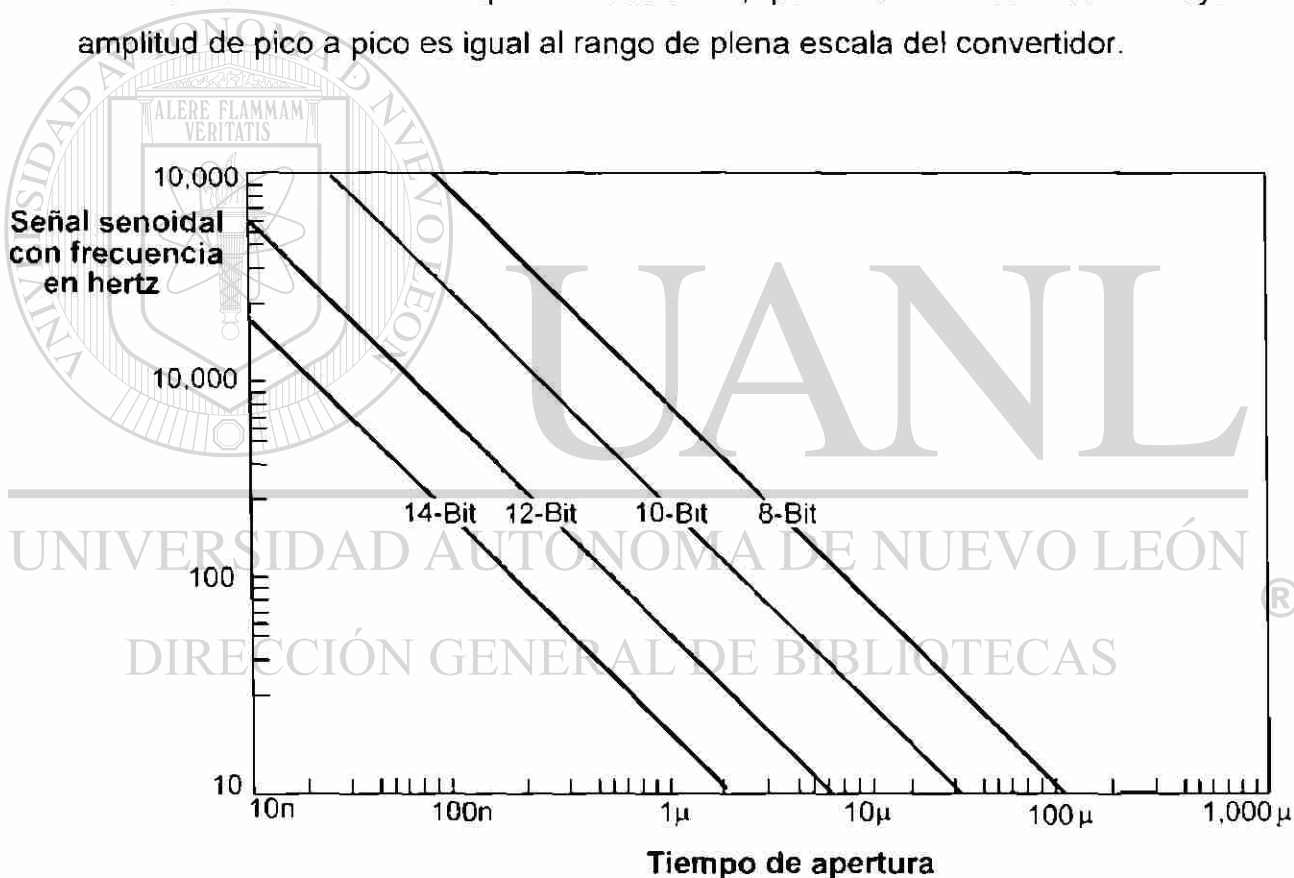


Figura 4.20 Tiempo de apertura requerido para mantener un error menor a la resolución para entradas senoidales.

4.7.4 Convertidor de aproximaciones sucesivas.

Uno de los dos convertidores más comúnmente utilizados es el **convertidor de aproximaciones sucesivas**. Este tipo de ADC utiliza una técnica mediante la cual el voltaje analógico de entrada, cuya magnitud es desconocida, es comparada a partes fraccionarias precisas de un voltaje analógico de referencia en pasos secuenciales programados. Al completar este proceso de conversión, se forma una palabra digital cuyo peso representa la magnitud de la señal de entrada.

Considere la figura 4.21a, que muestra en forma de diagrama de bloques los componentes funcionales de un convertidor ADC de aproximaciones sucesivas.

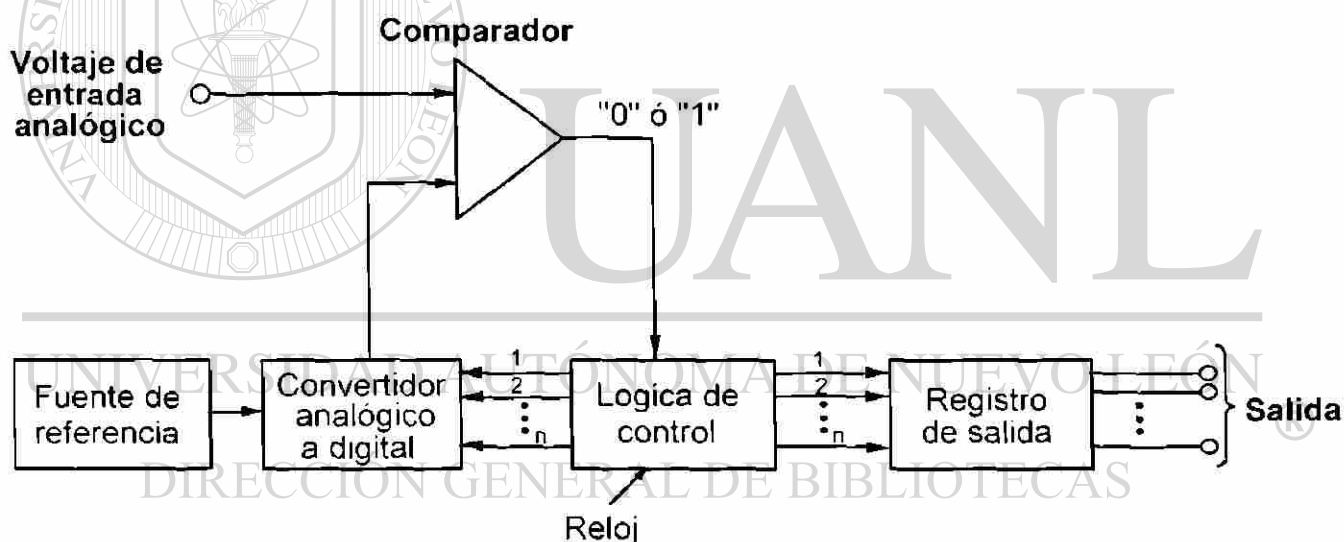


Figura 4.21a Componentes funcionales de un convertidor tipo aproximaciones sucesivas.

El voltaje analógico de entrada es introducido al amplificador operacional configurado como comparador, la comparación se hace con respecto a un voltaje de referencia preciso.

La salida del comparador, que es "verdadero" o "falso" lógico, indica la magnitud relativa entre la entrada y el voltaje de referencia preciso. Así, el

comparador indicará un "1" ó "verdadero" cuando el voltaje desconocido es menor al de referencia y "0" ó "falso" en caso contrario. La salida del comparador se utiliza en los circuitos de lógica de control como un dispositivo de decisión.

Primeramente se aplica un "1" al bit de más peso de la palabra digital a obtener en tanto se mantienen todos los demás bits en "0". El convertidor digital a analógico lo convierte a su magnitud analógica equivalente (referencia) y lo aplica al comparador. Si la referencia aún es menor que el voltaje desconocido, el estado del bit más significativo se mantiene y se procede con el siguiente bit en significancia, se realiza nuevamente la comparación y se repite la operación hasta llegar al bit menos significativo.

En caso de que el voltaje de referencia sea mayor que el voltaje desconocido se hace "0" el bit bajo prueba y se procede con el siguiente bit menos significativo.

Note que esto es semejante a una metodología de detección de fallas o problemas, por ejemplo, si se tiene una pequeña fuga en una manguera, se pudiera primeramente bloquearla a la mitad para ver en que mitad se encuentra el problema. Si estuviera en la primera mitad, repetir el procedimiento para ver si se encuentra en la primera o segunda cuarta parte y así sucesivamente.

En la figura 4.21b se muestra el proceso de conversión, en donde al inicio de la conversión, se compara la magnitud de la entrada con el peso del bit más significativo, que corresponde a la mitad de plena escala de entrada analógica al convertidor.

Si esto es menor a la entrada desconocida, el bit de salida del convertidor se fija en "1" lógico, y el voltaje de referencia se incrementa en el valor del siguiente bit menos significativo.

La referencia ahora será igual a un medio más un cuarto de plena escala y de igual manera se realiza la comparación. En este caso, la referencia excede al voltaje desconocido, en consecuencia se hace "0" este bit, y se continúa probando con el siguiente bit, la referencia ahora se incrementa por el

valor de este tercer bit, lo cual produce una referencia de un medio más un octavo de plena escala.

Como se muestra, el proceso se repetirá hasta que se hayan probado todos los bits. Al terminar, el registro contendría el valor digital equivalente a la magnitud de la señal analógica de entrada.

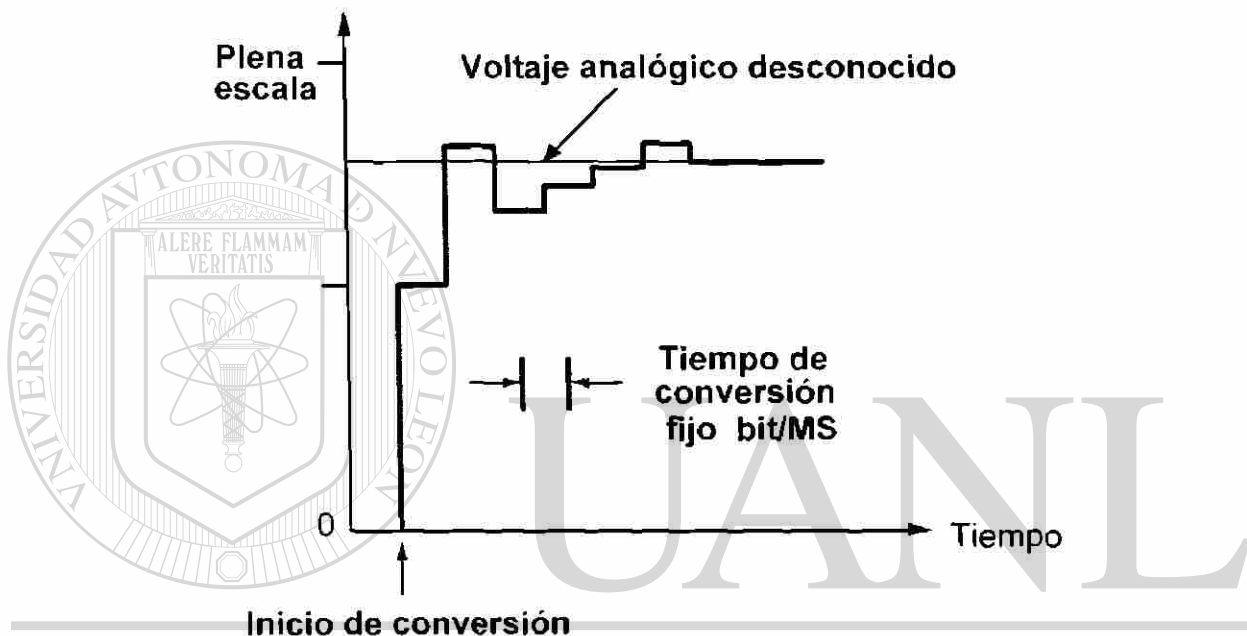


Figura 4.21 b.- Proceso de conversión secuencial en convertidor de aproximaciones sucesivas.

El convertidor de aproximaciones sucesivas se utiliza ampliamente en aplicaciones de alto desempeño, en donde el tiempo de conversión, que es función del número de bits, tiene un rango típico de 100 nanosegundos/bit. La precisión del convertidor es función de la fuente de referencia y del comparador.

Note que en el convertidor ADC de aproximaciones sucesivas presenta un tiempo de conversión constante e independiente de la magnitud de la señal de entrada.

4.7.5 Convertidor de doble rampa.

El convertidor de doble rampa es ampliamente utilizado en procesos de conversión analógico a digital y se utiliza frecuentemente en medidores, en lugar del convertidor de aproximaciones sucesivas (que convierte un voltaje analógico desconocido a un valor digital por comparación directa). El convertidor de doble rampa utiliza un método indirecto.

En el ADC doble rampa el voltaje desconocido es convertido primeramente a tiempo y luego el tiempo es convertido a un número digital. Considere la figura 4.22a, que muestra el arreglo funcional de un convertidor de doble rampa.

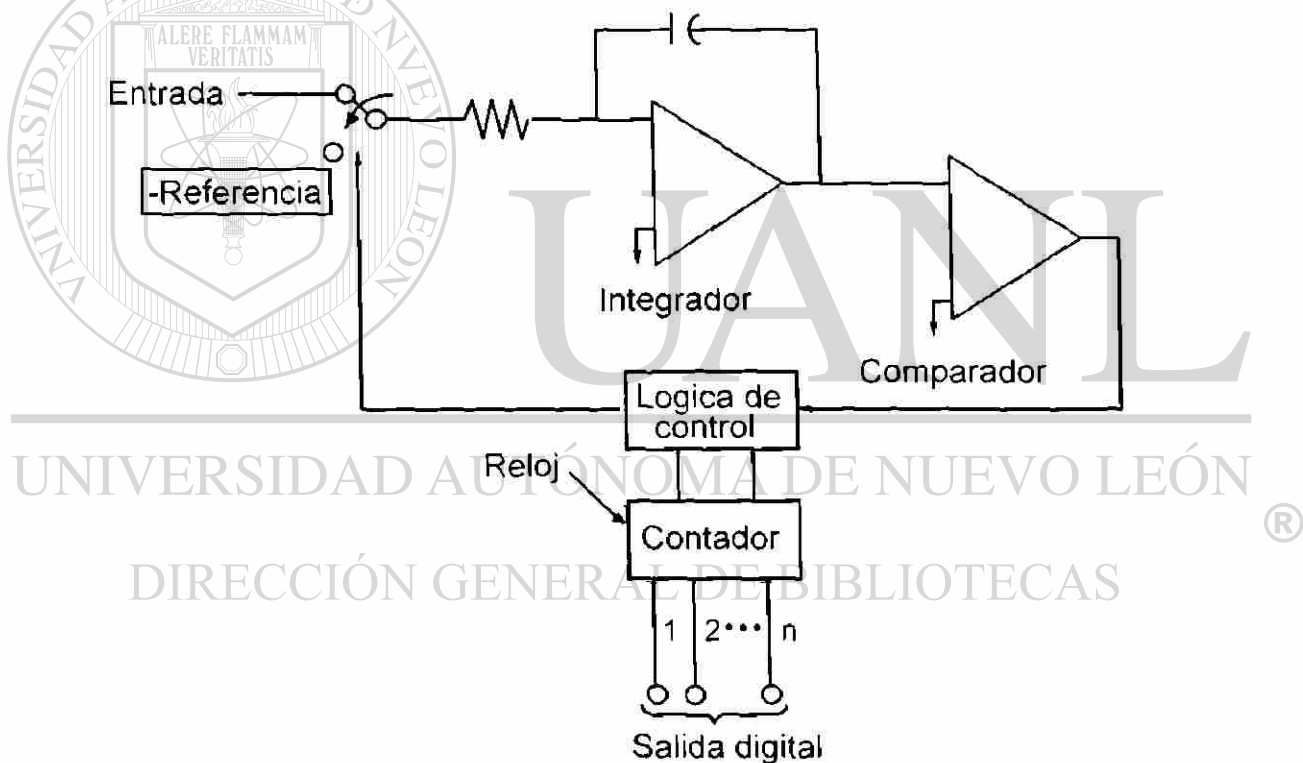


Figura 4.22a Componentes funcionales de un convertidor ADC de rampa doble.

Al inicio de la conversión, el voltaje desconocido de entrada se aplica a un integrador, y se mantiene conectado durante un tiempo fijo T_1 , al terminar este tiempo se desconecta la entrada del integrador. En ese momento la salida

del integrador tendrá un valor que es proporcional a la integración del valor medio de la entrada durante el tiempo T_1 .

Ahora se conecta la entrada del integrador a un voltaje de referencia negativo al mismo tiempo que se activa la operación del contador. En un tiempo T_2 la salida del integrador llega a cero (como se muestra en la figura 4.22b) y el contador se detiene.

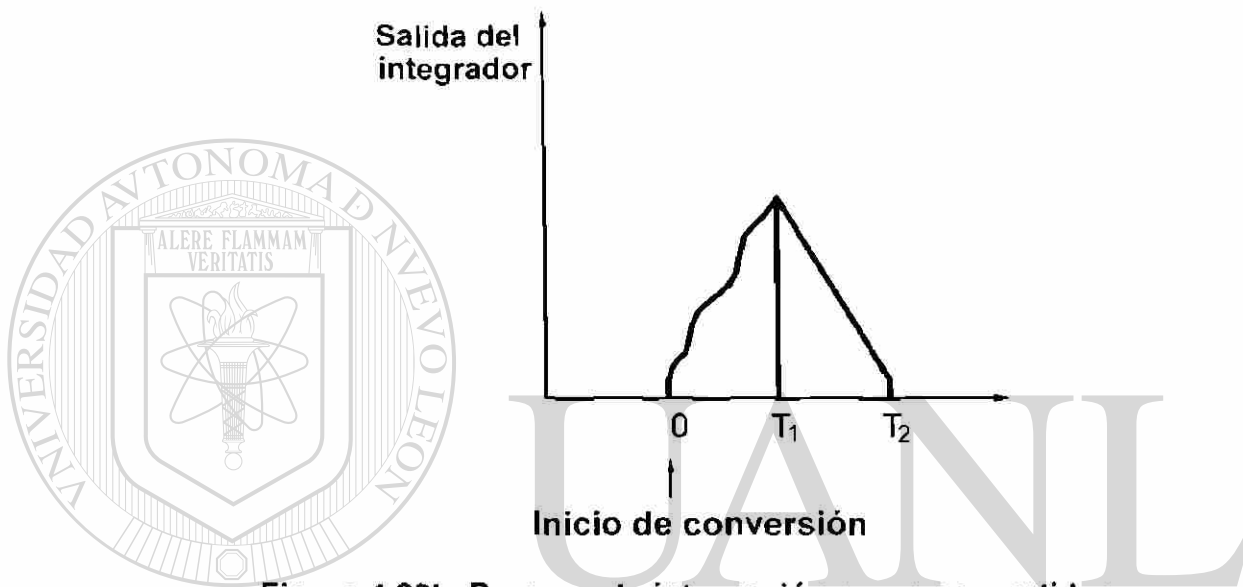


Figura 4.22b Proceso de integración en un convertidor

ADC de rampa doble.

Midiendo el tiempo T_1 a T_2 , se puede establecer el valor medio de la entrada utilizando la siguiente expresión:

$$E = \frac{T_1 - T_2}{T_1} \times \text{Voltaje de referencia}$$

El convertidor de rampa doble es muy preciso y presenta muy buenas características de rechazo al ruido, pues la salida corresponde al valor promedio de la entrada durante el tiempo de integración.

En relación con el tiempo de integración, la técnica es substancialmente más lenta que el convertidor de aproximaciones sucesivas y por lo tanto, limitado a aplicaciones de baja velocidad.

4.7.6 Convertidor tipo flash.

La conversión A/D tipo flash es la técnica más rápida para la conversión de señales analógicas en digitales. La figura 4.23 muestra un convertidor A/D de este tipo.

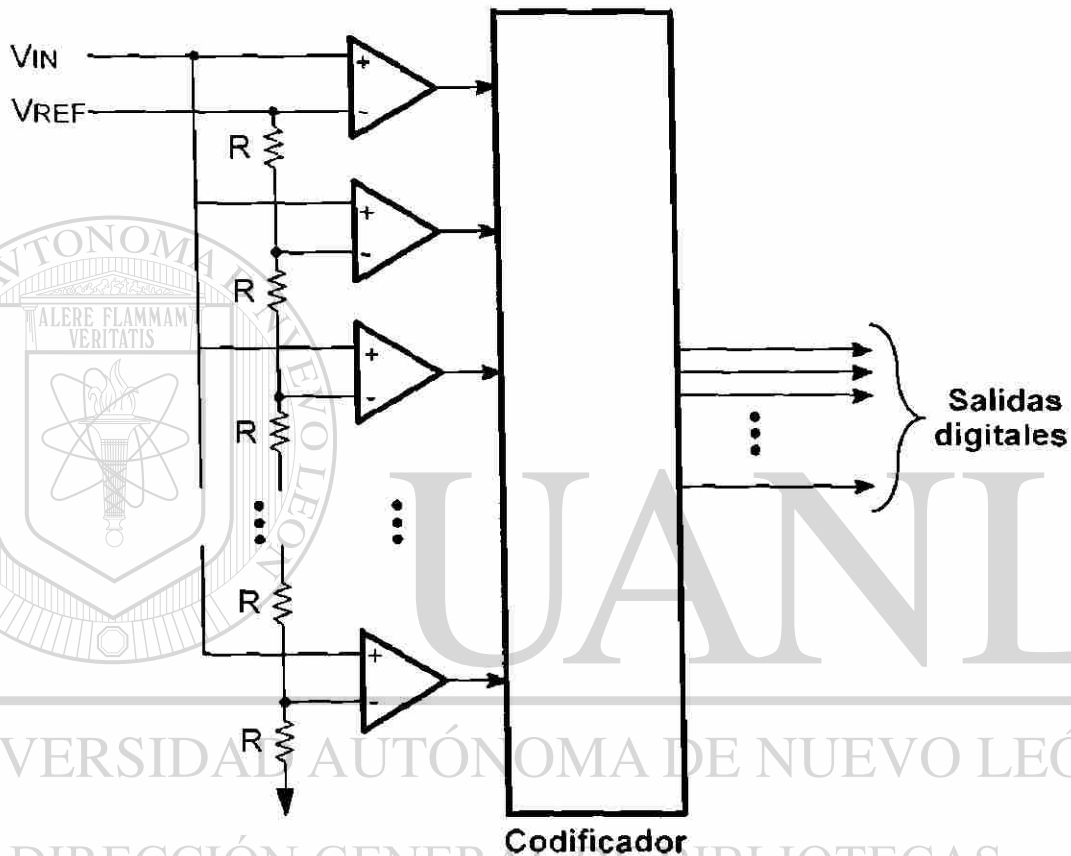


Figura 4.23 Convertidor A/D tipo flash.

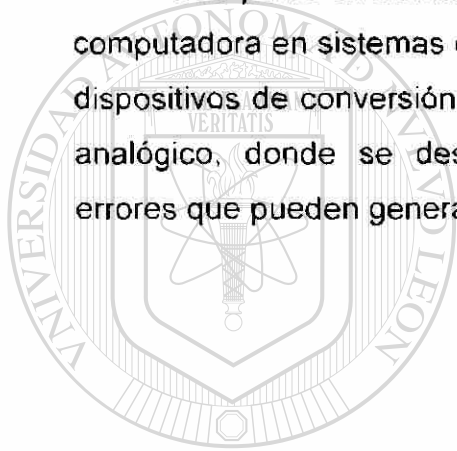
En este tipo de convertidor, la señal analógica de entrada se introduce a las entradas positivas de varios comparadores, la entrada negativa de cada comparador se conecta a un divisor de voltaje, el cual a su vez se conecta a un voltaje de referencia.

Los convertidores flash pueden realizar varios millones de conversiones por segundo, lo cual es mucho más rápido de lo que un microprocesador requiere. Por esta razón, las computadoras que se utilizan para aplicaciones en sistemas de adquisición de datos, que requieren de la conversión A/D, generalmente no utilizan convertidores flash.

4.8 Sumario.

En este capítulo hemos repasado varios de los elementos básicos de un sistema digital de adquisición de datos. Nuestro objetivo fue mostrar que existen numerosas fuentes de error y que hay diferencias en desempeño entre sistemas que utilizan multiplexado de bajo y de alto nivel. Se ha evitado describir los filtros en este punto, esto con la finalidad de presentarlo hasta haber cubierto el proceso de muestreo.

Otro punto fundamental cubierto en la comprensión de aplicaciones de la computadora en sistemas de adquisición de datos y control de procesos son los dispositivos de conversión de señal, tanto analógico a digital como de digital a analógico, donde se describieron los tipos, características, limitaciones y errores que pueden generar.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

5

FUNDAMENTOS DE DISEÑO DE SISTEMAS

5.1 Introducción.

El objetivo de incrementar la productividad mediante el monitoreo de la eficiencia y mejora de la calidad en las plantas manufactureras, preocupadas con niveles y costos de producción, ha llevado a la proliferación de sistemas de adquisición de datos basados en computadoras (medición computarizada).

En realidad, para mejorar hay que medir, ¿cómo estamos?, ¿a donde queremos llegar?, y proponer estrategias para lograrlo. Esto implica una medición inicial y mantener la medición para ver si vamos avanzando en la dirección correcta o se requiere hacer alguna corrección.

El problema puede ser de eficiencia en la operación de un equipo o proceso, de calidad en una característica particular de algún producto, pero en cualquier caso se requiere medir.

Actualmente los sistemas desarrollados en computadoras varían desde simples computadoras personales hasta equipo computacional interconectado en red con sistemas de automatización, procesadores digitales y controladores programables operando en numerosas aplicaciones en tiempo real que incluyen control, monitoreo y adquisición de datos de variables de proceso.

Las computadoras son equipos que permiten realizar en una forma muy eficiente y flexible la tarea de medición. ¿Cómo hacer que una computadora realice esta tarea y permita obtener información adecuada para poder tomar decisiones? Este es el objetivo de este tema.

Esto genera la necesidad de poseer la metodología y herramientas de conocimiento para la adecuada selección de dispositivos y equipos que cumplan los requerimientos específicos de la aplicación.

Así uno de los principales problemas, desde el punto de vista de diseño, es la adecuada selección e integración de dispositivos y equipos en un sistema.

- ¿Qué tan rápido y qué tan exacto?
- ¿Cómo seleccionar el sensor a usar, qué tipo de equipo computacional se requiere, qué frecuencia de muestreo e interfaces se necesitan?
- ¿Cómo estar seguro de que cuando el equipo este integrado en forma de sistema, sus características de desempeño globales cumplirán con los requerimientos?

Estas son preguntas fundamentales que deben ser contestadas.

Los objetivos de este tema son dos.

- **Primero, desarrollar una técnica que permita aplicar una metodología en el proceso de diseño.**

Con esto queremos dar a entender una técnica que describa claramente cómo los requerimientos generales puedan ser convertidos en elementos específicos de hardware / software.

- **El segundo objetivo es presentar técnicas analíticas que permitan establecer y justificar tanto el diseño funcional como especificaciones de equipo.**

5.2 Fundamentos de una técnica de diseño.

El diseño es un proceso obscuro. Es obscuro porque usualmente se pide un sistema a partir de **requerimientos establecidos vagamente.** Es obscuro porque a frecuentemente “producimos un diseño” pero no tenemos otro recurso mas que construirlo y probarlo para asegurarnos que dicho diseño satisface los requerimientos, lo cual muestra una **técnica cuestionable.**

El diseño pudiera parecer un **proceso ambiguo** por el hecho de que existen **varios términos** (conceptuales, funcionales, preliminares, finales, de detalle) utilizados para distinguir diferentes fases de un proceso no claro. Desafortunadamente estos términos tienen diferentes connotaciones que llevan a una interpretación dudosa ó errónea de lo que hay que hacer.

Si queremos lograr los objetivos presentados anteriormente es esencial que **primero formulemos un esquema que clarifique el proceso del diseño del sistema,** y por otra parte, que **identifiquemos o desarrollemos técnicas analíticas que puedan ser utilizadas para conectar el vacío entre requerimientos y especificaciones.**

Para nuestros propósitos, consideremos que **el diseño de sistemas consiste en dos fases diferentes:**

- **Diseño funcional.**
- **Diseño final.**

El **diseño funcional** incluye todas las actividades necesarias para establecer requerimientos particulares y para desarrollar un concepto de sistema con características bien definidas que muestre congruencia con las necesidades de la aplicación específica.

El **diseño final** comprende definir todos los detalles necesarios para implementar el diseño funcional.

5.3 Diseño funcional.

El primer paso en el diseño funcional es establecer los requerimientos en común acuerdo con el usuario. Aún cuando esto parece intuitivo, se debe tener especial cuidado para asegurar que los requerimientos son comprensibles, no sean exagerados y que no impongan restricciones severas al diseñador.

Los requerimientos involucran mucho más que los aspectos técnicos del problema. Por ejemplo, debe considerarse lo que el usuario quiere y desea, así como todas las restricciones. Así, aún y cuando muchos sistemas pueden cumplir los requerimientos, algunos serán considerados más aceptables que otros.

Es importante indicar, por principio, que independientemente de que tan ingenioso parezca el diseño, con toda probabilidad habrá resistencia a aceptarlo si el usuario piensa que el sistema está desarrollado como quiere el diseñador y no como piensa él. Así, el usuario juega una parte integral en el desarrollo de los requerimientos.

El siguiente paso es establecer una solución a los requerimientos definidos en común acuerdo con el usuario. Para el diseñador la solución es un sistema. Cuando describimos un sistema lo hacemos en términos de exactitud, respuesta, tipos de entradas/salidas y costo.

El segundo paso del proceso de diseño funcional es traducir los requerimientos generales en características específicas del sistema. A este proceso le llamaremos **análisis**.

Con esto, como base de nuestro análisis, nos concentraremos en las características de exactitud, ancho de banda y desempeño.

El tercer paso del diseño funcional involucra establecer una configuración funcional global y especificaciones de equipo.

Utilizamos los resultados del análisis así como los requerimientos no técnicos para establecer la configuración y finalizar las especificaciones. El resultado es un conjunto de diagramas funcionales que establecen la forma del sistema y las especificaciones que fijan las características de comportamiento de los equipos.

5.4 Sistematización del proceso de diseño.

Los tres pasos descritos anteriormente constituyen lo que creemos es una metodología de diseño. **Esto permite al diseñador desarrollar un sistema empezando con los requerimientos generales, utilizándolos para desarrollar niveles mayores de detalle, y finalmente establecer una configuración y seleccionar el equipo.**

Como resultado de esta metodología, **el diseñador puede fundamentar adecuadamente la definición de la configuración del sistema así como justificar el proceso de selección del equipo basándose en requerimientos generales definidos en común acuerdo con el usuario.**

Una vez más, el primer paso en el proceso de diseño funcional consiste en establecer requerimientos que sean claros, completos, y cuidar que no sean exagerados.

Para el diseño del sistema esto no parece ser demasiado complejo, podemos darnos una idea de qué se requiere examinando como se definen dichos sistemas. Generalmente esto involucra definir entradas, establecer requerimientos de exactitud y ancho de banda, analizar el medio ambiente donde va a operar el sistema y algunas otras características deseables relacionadas con calibración, mantenimiento y flexibilidad.

Aún cuando esto parezca simple, es importante mencionar que establecer requerimientos es la parte confusa del diseño. Hay que asegurar que los requerimientos sean consistentes y que no generen excesivas restricciones.

Al final de este paso inicial del proceso de diseño es cuando ocurre la **primera revisión formal** entre el usuario y el ingeniero diseñador del sistema. Al revisar estos requerimientos en forma conjunta se llega a un entendimiento de que puntos son críticos y cuales son flexibles.

La definición de requerimientos es un paso crítico, pues forma la base para todas las actividades de diseño posteriores. Así, se recomienda se formalicen sus resultados.

Una vez aprobado, el “**documento de requerimientos**” es utilizado para propósitos de control de calidad. Esto es, el diseño debe ser comparado periódicamente y demostrarse su cumplimiento.

Siempre existe la posibilidad de que algunos requerimientos cambien durante el diseño funcional. Por lo tanto, debe incorporarse un mecanismo que permita que ocurran dichos cambios en una forma controlada y visible.

El segundo paso de diseño funcional es analizar los requerimientos generales para establecer características específicas del sistema. Para hacer esto, nos concentraremos en requerimientos de exactitud, ancho de banda y desempeño global.

En relación con exactitud, se aplicarán técnicas de propagación de error y presupuesto de errores (por presupuesto entendemos la distribución de errores parciales entre los diversos componentes del sistema para lograr el error definido por los requerimientos globales de exactitud) para establecer, en cada medición, la exactitud del sensor y las características de exactitud para todos los componentes analógicos del sistema tales como acondicionadores de señal, amplificadores y filtros.

Se definirán las características de filtrado y frecuencia de muestreo conjuntamente para satisfacer requerimientos de distorsión por muestreo y ancho de banda. Finalmente se revisará la carga de cómputo (timing) del sistema global para asegurar los requerimientos globales de desempeño.

El tercer paso de diseño funcional es considerar colectivamente los resultados de mediciones individuales y análisis de tiempos para establecer la configuración del sistema. En este punto del proceso de diseño funcional es donde la solución toma forma. Así, se determinarán tanto el número y tipo de interfaces y procesadores, se especificarán sus características de desempeño y se establecerá una especificación de diseño funcional de software.

Una vez que el diseño funcional a sido completado y revisado contra los requerimientos, el diseño es considerado fijo y puede empezar el diseño detallado. Por fijo queremos decir que no se podrán hacer cambios posteriores sin aprobación formal de la administración. Es al final de este tercer paso cuando ocurre la segunda revisión del diseño entre el usuario y el ingeniero diseñador del sistema.

El propósito de esta revisión, la cual es comúnmente llamada “**revisión preliminar**” del diseño, es verificar que el diseño funcional satisface el documento de requerimientos. En este punto, el ingeniero debe ser capaz de defender rigurosamente el diseño funcional y demostrar su congruencia con los requerimientos.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

5.5 Panorama.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

En este capítulo se ha mostrado la necesidad de una metodología de diseño que permita, partiendo del análisis de los requerimientos, definir la configuración del sistema y establecer las especificaciones del equipo. Para sistemas de medición o de adquisición de datos basados en computadoras y aplicados en tiempo real, este proceso es crítico para asegurar un buen resultado.

Diseñarlo mediante métodos convencionales y construirlo para ver si el desempeño global satisface los requerimientos es riesgoso y generalmente resulta en un rediseño costoso y comprometedor para los requerimientos.

La técnica de diseño debe incluir métodos analíticos que ayuden al diseñador a dividir sistemáticamente los requerimientos y en esta forma establecer especificaciones de equipo.

En los siguientes temas se presentarán técnicas analíticas basadas en los dos criterios fundamentales de diseño: **exactitud y ancho de banda**.

Posteriormente se introducen los conceptos de errores de medición fijos y aleatorios. Además se establece el concepto de incertidumbre de la medición debido a la naturaleza probabilística del error.

A continuación se establece el uso del error como un criterio del diseño. Como los sistemas son diseñados para producir información, y como esa información esta basada en una o más mediciones, es más lógico especificar la exactitud requerida en la información que la exactitud de las mediciones individuales. Así, se presentarán técnicas de propagación de error para establecer los requerimientos de exactitud de las mediciones individuales. Estas mismas técnicas se usarán para definir un presupuesto de los errores de los diferentes componentes del sistema.

Con estas bases se estará preparado para entender el concepto de modelos de error para diferentes tipos de mediciones

A continuación se revisan los conceptos de muestreo y se presentan las técnicas que pueden ser utilizadas para establecer las características de filtros y frecuencias de muestreo.

Finalmente se describe el proceso de diseño funcional considerando tanto la exactitud de la medición compuesta como del muestreo, y así estar en posición para establecer la configuración del sistema y las especificaciones del equipo.

6

EL CONCEPTO DE ERROR DE MEDICIÓN

6.1 Introducción.

Toda medición presenta error. Con esto queremos dar a entender que siempre hay una discrepancia cuando la salida de un sistema es comparada con su entrada. Desafortunadamente se han utilizado diversos términos como sinónimos para describir dicha discrepancia, estos incluyen exactitud, error fijo y aleatorio, error sistemático, precisión, resolución y sesgo. Además existen numerosas definiciones de estos términos lo cual genera y mantiene un mal entendimiento de lo que es un error de medición.

Si nuestro objetivo es solo la medición de fenómenos estacionarios, podemos ignorar las características dinámicas del sistema de medición y cuantificar el error cuando la entrada es constante. Debido a que requerimos realizar mediciones en un rango, $a < F \leq b$, y como es improbable que el error en ese rango sea constante, es necesario establecer el error en varios puntos a lo largo del rango de medición.

Para lograr esto llevaremos a cabo un experimento mediante el cual podremos cuantificar el error en varios puntos discretos representativos a aquellos dentro de nuestro rango de interés de medición. Para "n" puntos discretos, esto produciría "n" mediciones discretas de error.

Hay diversas formas de utilizar "n" mediciones de error para describir el error del sistema. Por ejemplo, podríamos describir el error como un conjunto de errores calculados en forma individual relacionados con los valores medidos. Esto nos permite establecer el error para cualquier valor dado. Sin embargo, por simplicidad, es deseable caracterizar el error en un sentido más general.

Otra forma pudiera ser seleccionar un solo valor de error de este conjunto, como por ejemplo, el valor absoluto más grande, y utilizarlo para representar el error de medición. Esto sería demasiado conservador y no representativo de la magnitud de los errores que típicamente pudiéramos esperar. Así, es entonces deseable seleccionar un método de caracterización del error que sea menos arbitrario y no demasiado restrictivo. Encontramos en la estadística un medio para lograrlo.

6.2 Error aleatorio.

6.2.1 Caracterización estadística del error.

Podemos cuantificar el error de un sistema de medición aplicando entradas conocidas a dicho sistema y observando su respuesta. La figura 6.1 muestra un ejemplo de relación entre entrada y salida.

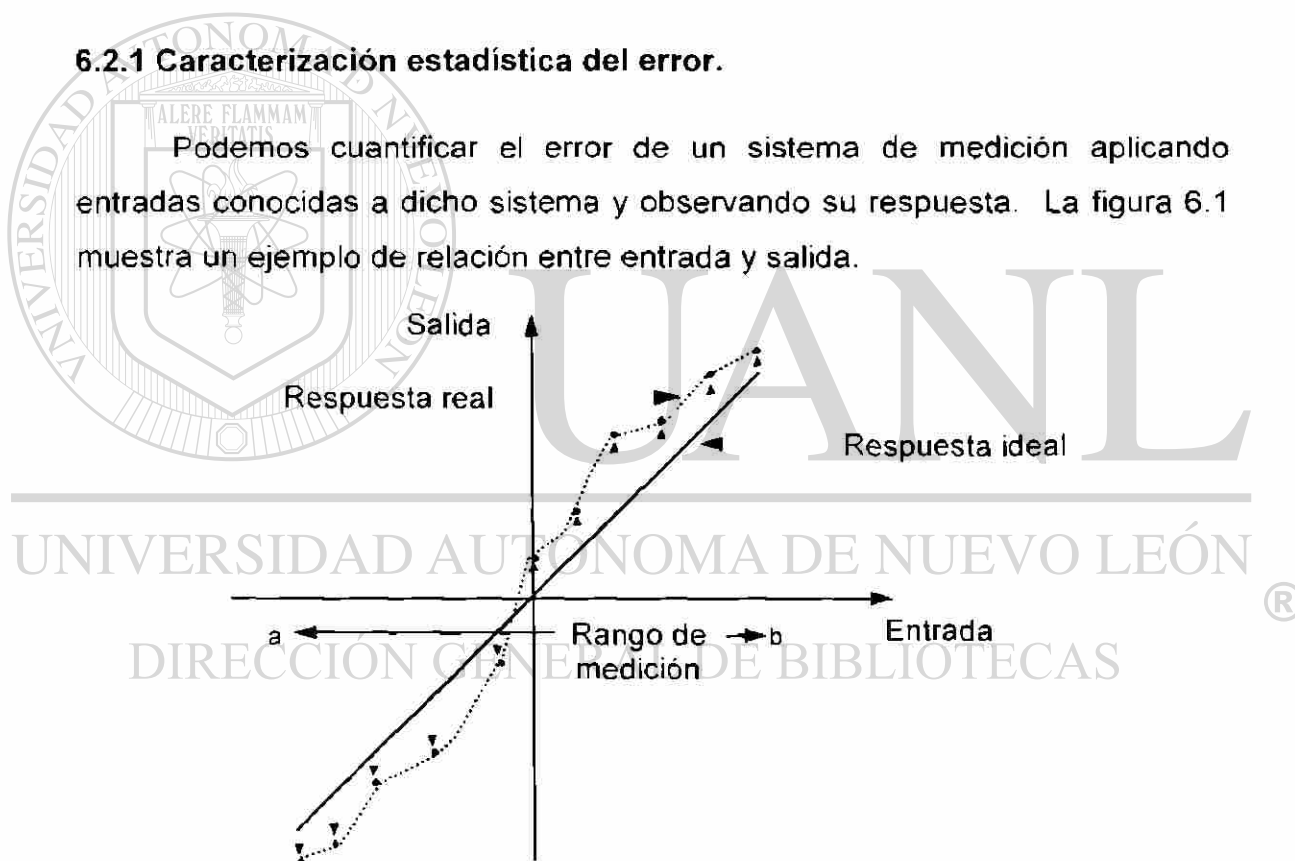


Figura 6.1 Medición de la relación entrada/salida del sistema.

Idealmente la salida correspondería a la entrada exactamente, sin producir error, sin embargo, esto no ocurre en la realidad. Para cada entrada discreta, el error se define como la diferencia entre la entrada y la salida. Si nuestro experimento consiste de "n" diferentes entradas, tendremos "n"

diferentes mediciones de error, las cuales asumimos, tendrán una función de distribución probabilística como la que se muestra en la figura 6.2

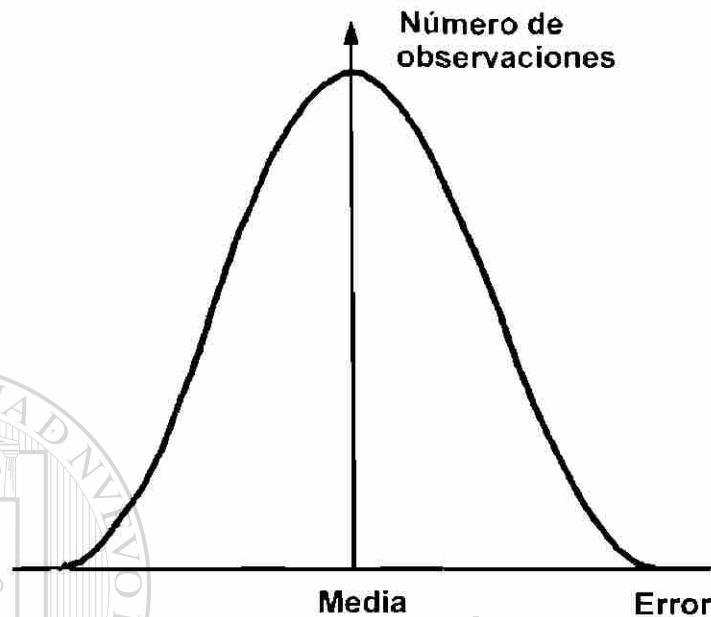


Figura 6.2 Función de distribución del error.

Aquí se asume una distribución normal o Gaussiana. Para este caso la mayoría de los errores son pequeños y aparecen agrupados cerca de la media.

La relación estadística entre la magnitud del error y su probabilidad puede ser expresada en términos de un parámetro llamado **DESVIACIÓN ESTÁNDAR**.

La **desviación estándar** es un cálculo estadístico que se obtiene a partir de un conjunto de errores de medición. El valor de la desviación estándar describe la dispersión o variabilidad de dicho error. Si denotamos a "e," como el conjunto de "n" errores determinados experimentalmente (con valores de "i" desde 1 hasta "n"), la desviación estándar de este conjunto de muestras puede calcularse como:

$$S = \left[\frac{\sum_{i=1}^n (e_i - \bar{e})^2}{n-1} \right]^{1/2} \quad (6.1)$$

Donde la media aritmética puede calcularse como:

$$\bar{e} = \frac{\sum_{i=1}^n e_i}{n} \quad (6.2)$$

Si asumimos que nuestros errores de medición tienen una distribución normal, podemos establecer estadísticamente la probabilidad del error en un cierto rango. Partiendo de una distribución normal como la que muestra la figura 6.3.

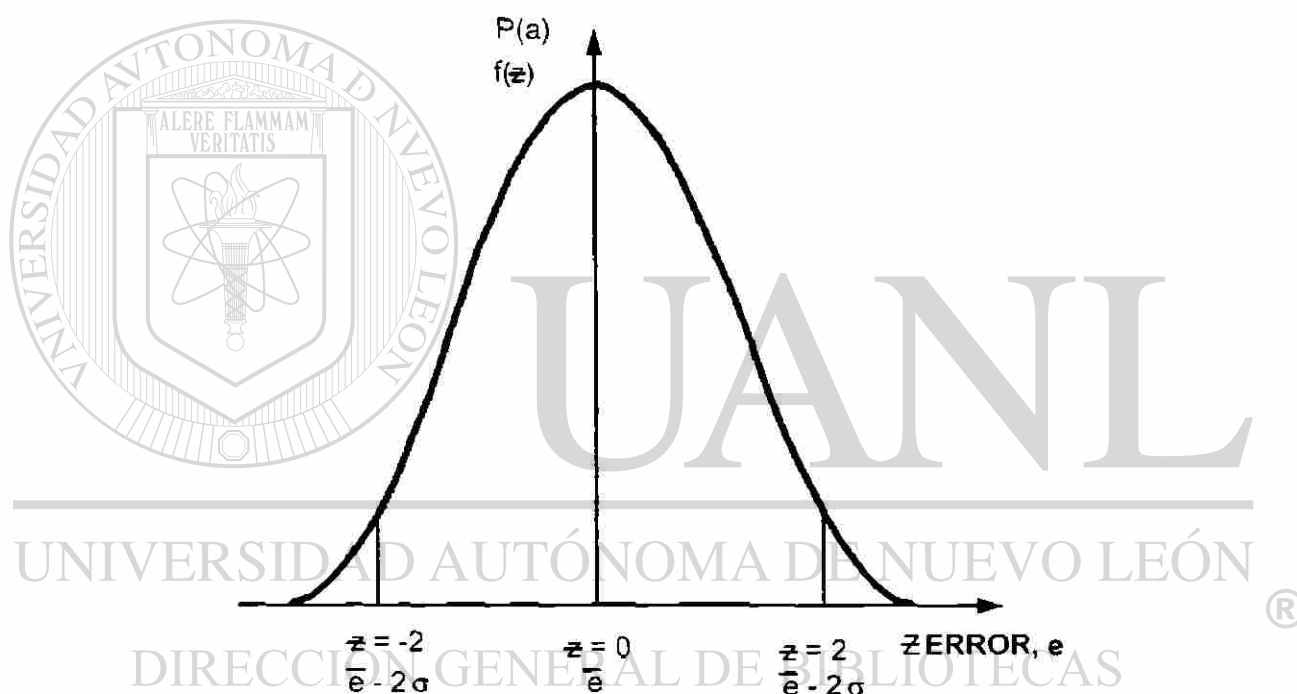


Figura 6.3 El área bajo la curva de probabilidad normal es función de “σ”, de la desviación estándar.

Si estamos interesados en determinar cual es la probabilidad de que un error caiga dentro del área sombreada, es necesario encontrar el área bajo la curva de probabilidad normal entre $Z = -2$ y $Z = 2$. Esto puede ser calculado evaluando la siguiente integral:

$$f(z) = \frac{1}{2\pi} \int_{-z}^{z} e^{-\left(\frac{z^2}{2}\right)} dz \quad (6.3)$$

Donde:

$$z = \frac{e - \bar{e}}{\sigma} \quad (6.4)$$

y “ σ ” es la desviación estándar de esta población. Así, el área bajo la curva está en función de σ , la desviación estándar de dicha población.

Como estamos interesados en caracterizar el error en términos de probabilidad, el punto es determinar con que confianza un error de medición caerá dentro del área sombreada. El nivel de confianza será igual al área sombreada bajo la curva y se expresa en porcentaje. La tabla 6.1 lista el nivel de confianza como una función del parámetro Z.

Z	CONFIANZA %
± 1	68.26
± 1.645	90.0
± 1.96	95.0
± 2	95.46
± 2.326	98.0
± 2.576	99.0
± 3	99.74
± 3.291	99.9
± 3.891	99.99

Tabla 6.1. Nivel de confianza como una función de Z.

Como ejemplo, pudiéramos establecer que un error e_i estará en:

$$e_i = \bar{e} \pm 2S \quad (6.5)$$

Y en este caso tendremos un 95.46% de nivel de confianza de que cualquier error medido e_i estará en el intervalo:

$$\bar{e} - 2S \leq e_i \leq \bar{e} + 2S \quad (6.6)$$

O visto de otra forma, podemos afirmar que hay aproximadamente un 5% de probabilidad de que el error de medición esté fuera de este rango.

Así, cualquier nivel de confianza deseado puede ser logrado simplemente seleccionando el multiplicador de la desviación estándar que corresponda a la probabilidad deseada.

Asumiendo que los errores presentan una distribución normal, el estadístico “desviación estándar” permite caracterizar, con un solo valor, un conjunto de errores de medición. Idealmente, nuestro conjunto de errores de medición mostrarán muy poca dispersión produciendo valores relativamente pequeños de S (recuerde que S es la desviación estándar de la muestra). El término utilizado para describir este fenómeno de dispersión es “precisión”. Así, podemos decir que los sistemas de medición que muestran valores pequeños de S son más precisos que aquellos que presentan valores grandes de S .

Ejemplo 6.1.

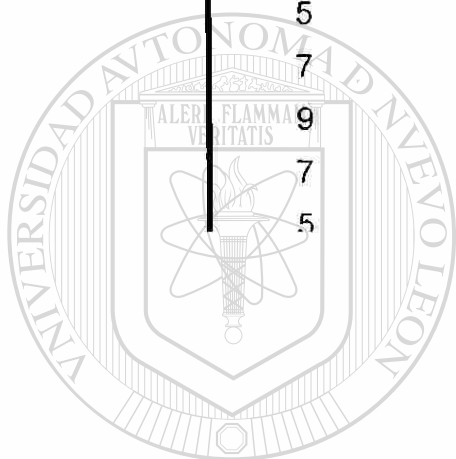
Suponga que estamos realizando un experimento para determinar las características de comportamiento estático de un amplificador. Como muestra el siguiente diagrama, estamos aplicando una entrada conocida al amplificador con una fuente de voltaje de precisión y observando la salida con un voltímetro de precisión. Considere que no se asocian errores con la fuente de voltaje o con el voltímetro.



Figura 6.4 Diagrama de un experimento para determinar las características del comportamiento estático de un amplificador.

Con esto obtenemos una tabulación (mostrados en la tabla 6.2) con los niveles de entrada y sus correspondientes valores de salida (normalizados por el ajuste de ganancia).

ENTRADA	SALIDA/GANANCIA	ERROR = ENTRADA - (SALIDA/GANANCIA)
0	0.003	- 0.003
1	1.006	- 0.006
3	2.995	+ 0.005
5	4.990	+ 0.010
7	7.015	- 0.015
9	9.020	- 0.020
7	7.005	- 0.005
5	4.995	+ 0.005



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS



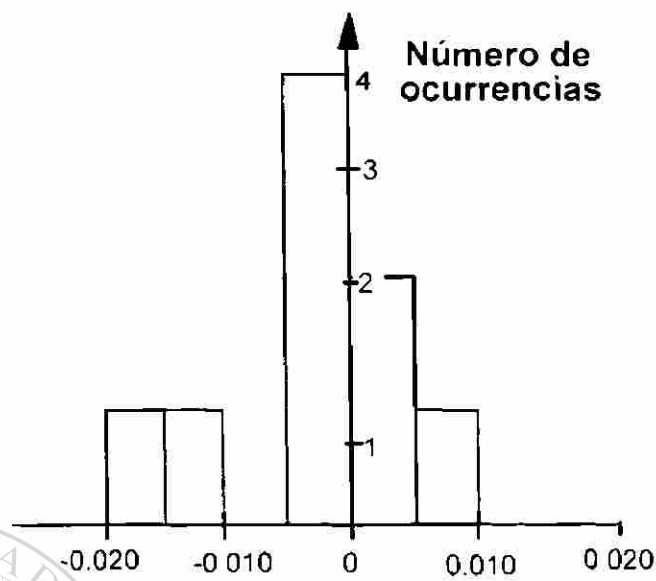


Figura 6.5 Histograma de los errores en el amplificador.

6.2.2 Relacionando estadísticos de muestreos a la población.

En el ejemplo anterior no se ha hecho distinción entre la desviación estándar de población, σ y la de las muestras, S . Si construimos una función de distribución de error de un conjunto de muestreos, la distribución aparecería como un histograma (Figura 6.6). A medida que el tamaño de la muestra se incrementa, podemos subdividir los intervalos de error y cuando el tamaño de la muestra "n" se aproxima a infinito, la distribución de errores muestreados se aproximaría a una distribución normal de error.

La cuestión aquí es decidir que también la desviación estándar calculada a partir de una muestra finita de tamaño "n", se aproxima a la desviación total de la población σ . En 1907, W.S. Gosset, un químico inglés que en aquella época era estudiante, tuvo un problema similar. Gosset determinó que la Desviación Estándar de una muestra subestima la Desviación Estándar de población.

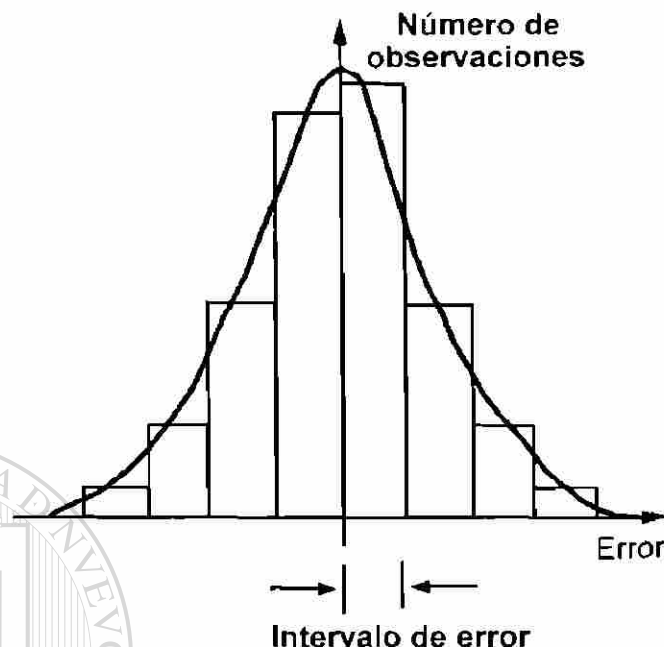


Figura 6.6 Histograma de los muestreos de error.

Gosset desarrolló una tabla de multiplicadores que pueden ser utilizados para artificialmente aumentar la Desviación Estándar calculada de una muestra, y así, reducir el error asociado con estimar σ a partir de S .

Esta tabla, la cual se basa tanto en el tamaño de la muestra como en el nivel de confianza, se le conoce como la distribución de la T de Student.

Al cuantificar el error de medición, estamos siempre trabajando con una muestra extraída de la población total. De acuerdo a esto, calcularemos la medida y la desviación estándar de la muestra utilizando las ecuaciones 6.1 y 6.2. Sin embargo, en lugar de utilizar el valor de dos como multiplicador de S , como se hizo anteriormente, seleccionaremos el multiplicador de la tabla T de Student (ver tabla 6.3) basado tanto en el tamaño de la muestra como en el nivel de confianza.

Grados de libertad (df)	Nivel de confianza : 1 - α		
	0.9000	0.9500	0.9900
1	6.314	12.706	63.657
2	2.920	4.303	9.925
3	2.353	3.182	5.841
4	2.132	2.776	4.604
5	2.015	2.571	4.032
6	1.943	2.447	3.707
7	1.895	2.365	3.499
10	1.812	2.228	3.169
15	1.753	2.131	2.947
20	1.725	2.086	2.845
30	1.697	2.042	2.750
60	1.671	2.000	2.660
100	1.645	1.960	2.576

Tabla 6.3 Distribución T de Student compensada.

Ejemplo 6.2.

En el ejemplo 6.1, utilizamos el 2 como multiplicador de S para lograr un 95% de confianza. Sin embargo, como estamos utilizando una muestra en lugar de la población, debemos aplicar la corrección de la T de Student (tabla 6.3). Utilizando un valor de grados de libertad de 10, el multiplicador correcto para un 95% de confianza es 2.228. Así el error es:

$$e_t = -0.004 \pm 2.228 (0.009)$$

El rango correspondiente para este caso es:

$$-0.024 \leq e \leq 0.016$$

Con esto podemos deducir que el rango de error es ligeramente mayor debido a que estamos utilizando un tamaño de muestra limitado.

6.2.3 Otros efectos de variabilidad.

En los apartados anteriores se estableció que siempre existe una variabilidad en el error sobre un rango de medición. Esto es, si estamos interesados en caracterizar el error de medición en el rango $a < m \leq b$, podemos determinar experimentalmente el error en "n" puntos discretos en ese rango.

En cada punto calculamos el error como la diferencia entre la entrada y la salida. Asumimos que esta muestra de "n" errores se comporta como una distribución normal, esto permite calcular la desviación de la muestra y relacionar el estadístico de muestreo con la Desviación Estándar de población utilizando la distribución de la T de Student y un nivel deseado de confianza, y así establecer un probable intervalo de error.

Pudiéramos preguntarnos si habría o no variabilidad en el error de medición si estuviéramos interesados solamente en hacer mediciones en un solo punto específico. La respuesta es que sí. En cualquier punto, la repetibilidad de la medición es influenciada por los siguientes factores:

* **Histéresis**

* **Ruido Eléctrico**

* **Variaciones en el tiempo de la medición.**

* **Corrimiento térmico.**

* **Interferencia**

* **Voltaje de modo común.**

Esta lista de potenciales errores aleatorios, que no intenta ser exhaustiva, indica la complejidad asociada con cuantificar la naturaleza aleatoria del error. Afortunadamente podemos cuantificar los efectos de algunos de ellos a través de experimentos diseñados y conducidos cuidadosamente. Como esperamos que el error en cualquier punto varíe, el experimento debe ser diseñado para hacer varias mediciones en cada punto.

Así, si estamos interesados en establecer el error de medición en el rango $a < m \leq b$, seleccionaremos "n" puntos; en cada punto, haremos múltiples mediciones y usaremos éstas para establecer el error en ese punto. Se combinan los errores en cada punto y sobre el rango total de medición, para de esta forma calcular la desviación estándar de la muestra y así su precisión.

6.3 Errores fijos.

6.3.1 Sesgo, *bias* ó polarización.

Si para un valor de medición hacemos repetidas mediciones, y comparamos cada una de ellas con un valor real conocido, observaremos (como se vio anteriormente) alguna variabilidad en las mediciones. Adicionalmente, es probable que cada medición estará en error en una cantidad fija. Esta diferencia fija entre el valor real y el promedio de todas las mediciones repetidas se muestra en la figura 6.7 y se conoce como sesgo, polarización o bias.

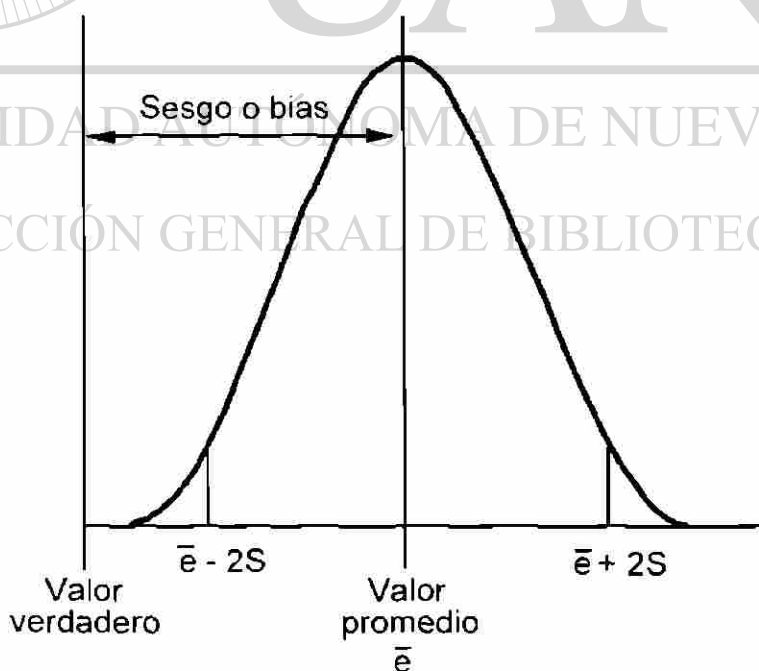


Figura 6.7 Efecto de errores positivos fijos en cada medición.

Como es posible cuantificar el sesgo (bias), podemos eliminar este error fijo mediante compensación, esto es:

$$\text{SESGO (BIAS)} = \text{VALOR PROMEDIO} - \text{VALOR REAL}$$

Así, para este ejemplo, donde hemos indicado el sesgo (bias) con un valor positivo, podemos reducir cada medición con el sesgo (bias) calculado. Esto tendrá el efecto de forzar el valor promedio medido a ser igual al valor real (figura 6.8).

En esta forma podemos aseverar que, para este ejemplo, tenemos un 95% de confianza de que cualquier medición dentro del rango estará en el intervalo:

$$(\text{VALOR REAL} - 2S) < m < (\text{VALOR REAL} + 2S)$$

Así, podemos establecer que el error en este valor de medición es $\pm 2S$.

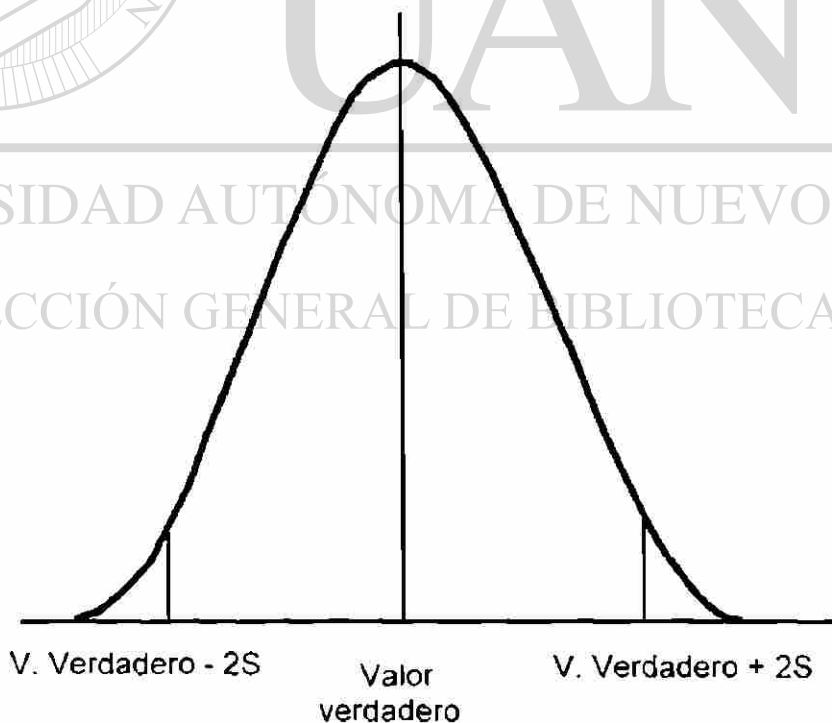


Figura 6.8 Medición centrada alrededor del valor real cuando el sesgo (bias) es eliminado.

EJEMPLO 6.3.

En el ejemplo 6.1 calculamos un error promedio de -0.004 asumiendo que no hubo errores inducidos por la fuente de voltaje o el voltímetro. Para este ejemplo, el error promedio de -0.004 representa un error fijo.

Dado que hemos sido capaces de cuantificar el sesgo (bias), podremos compensar cada medición por este factor. Así podremos sustraer algebraicamente el sesgo (bias) de -0.004 de cada elemento en la columna de error. Esto reduce el error promedio a cero.

6.3.2 Tipos de sesgos (*bias*).

Para calcular el sesgo es necesario conocer el valor real. Desafortunadamente el valor real no siempre es cuantificable. Esto es debido a que existen dos tipos de errores fijos que afectan el valor real: sesgos (bias) conocidos y desconocidos.

Los sesgos conocidos son aquellos que llegaron a ser cuantificables a través de calibración. Dependiendo de la magnitud y el nivel de complejidad asociado con compensarlo podemos elegir el no aplicar alguna compensación y así tolerar, con conocimiento, un sesgo de medición.

Unas, potencialmente más serias, fuentes de errores de sesgos desconocidos son aquellos atribuibles a errores humanos o efectos ambientales. Desafortunadamente no hay forma de eliminarlos. Sin embargo, con ingeniería y prácticas de instalación adecuadas podemos reducir su probabilidad.

6.4 Incertidumbre de la medición.

6.4.1 Calculando incertidumbre.

En las secciones previas, se ha definido que existen dos componentes del error de medición - **precisión y sesgo**. Como se ha establecido, precisión es un estadístico, en tanto que sesgo es un estimado de error fijo. Aún cuando son drásticamente diferentes, ambas son componentes del error de medición y por lo tanto deben ser combinadas en una forma aceptable si queremos cuantificar el error de medición.

Una técnica para cuantificar el error de medición, que ha estado ganando amplia aceptación, es utilizar el sesgo y sumarle algún múltiplo de precisión para calcular la incertidumbre de medición, U . En su forma más simple, la incertidumbre a un nivel de confianza de $1 - \alpha$ puede establecerse como:

$$(U = \pm (B + t_{\alpha}S) \quad (6.9)$$

Donde t_{α} es el multiplicador de la T de Student.

Aquí, hemos utilizado un solo número para estimar tanto el sesgo positivo como el negativo. Sin embargo, pudiera ser posible que estableciéramos diferentes valores (por ejemplo, B_1 y B_2) para los límites positivo y negativo de sesgo. En este caso, la incertidumbre de medición estaría dada por:

$$-(B_1 + t_{\alpha} S) \leq U < + (B_2 + t_{\alpha} S) \quad (6.10)$$

Otro método aceptable (ver ejemplo 6.2) de establecer la incertidumbre es:

$$(B - t_{\alpha} S) \leq U \leq (B + t_{\alpha} S) \quad (6.11)$$

En cualquier caso, la incertidumbre de la medición refleja la naturaleza probabilística de la medición. Y así, debemos agregar un nivel de confianza a cualquier valor que se obtenga. Por ejemplo, es preferible indicar que tenemos un 95% de confianza de que cualquier medición en el sistema tendrá un error menor a $\pm 0.1\%$ de escala plena en lugar de decidir que el error es $\pm 0.1\%$ de

escala plena. Esto nos dirá que la mayoría de los errores estarán mas cerca de cero.

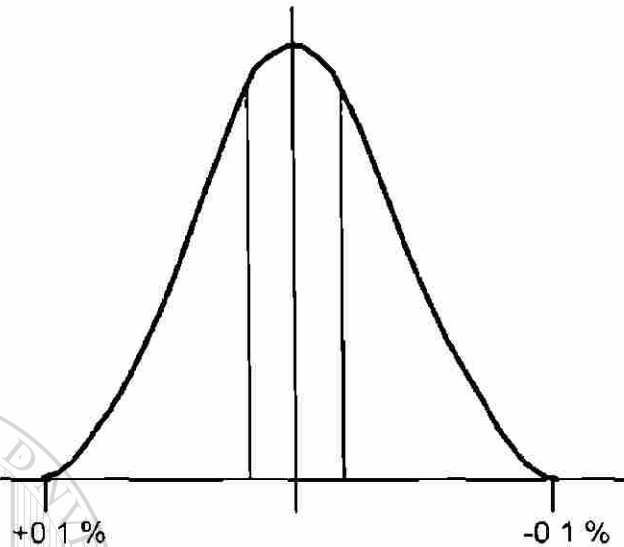


Figura 6.9 La mayor parte de los errores estarán cercanos a cero.

6.4.2 Reportando incertidumbre de la medición.

Debido a que no existe un estándar para definir la incertidumbre, es importante reportar todos los elementos utilizados en su cálculo. Así, se tienen que reportar los siguientes datos:

LIMITE (S) DE SESGO (BIAS) - - - - - B

PRECISIÓN - - - - - S

NIVEL DE CONFIANZA - - - - - $1 - \alpha$

GRADOS DE LIBERTAD - - - - - df

Los grados de libertad se relacionan con el número de muestras que se tienen para establecer S y se obtiene en la siguiente forma:

$$df = \text{número de muestras} - 1 \quad (6.12)$$

Reportar el error en esta forma no solamente permite a otros redefinir la incertidumbre de la medición como sea mejor para su aplicación, además permite combinar el error de un sistema con los errores de otros sistemas

6.5 Combinando errores.

6.5.1 Establecimiento del sesgo y precisión total utilizando la técnica de la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados.

La manera ideal de determinar la incertidumbre de medición es realizar un solo experimento con el sistema completo. Aún cuando esto pudiera ser lo ideal, por lo general no es práctico. Por ejemplo, podríamos tener un sistema que consiste de varios tipos de sensores y un sistema de datos común.

Para este tipo de sistemas, podríamos elegir que todos los sensores fueran calibrados en un laboratorio y calibrar el sistema de datos en su lugar. De acuerdo con nuestra definición de incertidumbre de medición, tendríamos valores separados de B , S , α , y df para el sensor y el sistema de datos. Así, para establecer la incertidumbre de medición total para cualquier canal de sensor, necesitamos combinar los errores de medición tanto del sensor como del sistema de datos.

Existen varias formas de combinar los errores. Por ejemplo, podríamos simplemente sumar los errores. Sin embargo, esto es demasiado conservador, especialmente cuando consideramos que con toda probabilidad va a ocurrir alguna cancelación de errores.

Una técnica ampliamente aceptada para combinar errores, que a la vez permite algo de cancelación, es la técnica de la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados. Para aplicar esta técnica, simplemente determinamos la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de cada componente de error. Esto es, podemos calcular el sesgo total y precisión como:

$$B_T = [B_1^2 + B_2^2]^{1/2} \quad (6.13)$$

$$S_T = [S_1^2 + S_2^2]^{1/2} \quad (6.14)$$

Donde el subíndice 1 se utiliza para indicar errores de sensor y el subíndice 2 para indicar errores del sistema de datos. Como se mencionó antes, existen otras técnicas que se pueden utilizar para calcular el sesgo total del sistema, tales como seleccionar el valor absoluto mayor. Sin embargo, debido a que no existen estándares, se deja a la discreción del experimentador que técnica utilizar. Aquí, utilizamos la técnica de la raíz cuadrada para combinar tanto sesgo como precisión.

6.5.2 Estableciendo incertidumbre total.

Como se presentó, la incertidumbre se calcula como el límite del sesgo más un múltiplo de precisión que corresponde al nivel de confianza deseado.

Esto es:

$$U_T = + (B_T + T_c S_T) \quad (6.15)$$

Donde B_T y S_T son definidas por las ecuaciones 6.13 y 6.14. Para establecer t_α requerimos calcular los grados de libertad equivalentes correspondientes a df_1 y df_2 y utilizar esto con la distribución T student.

Existen varios métodos para establecer los grados de libertad equivalentes. Dos de estos métodos son:

$$DF = \left(\sum_{i=1}^n df_i \right) \quad n \quad (6.16)$$

$$DF = \frac{\left[\sum_{i=1}^n S_i^2 \right]^2}{\sum_{i=1}^n S_i^4 df_i} \quad (6.17)$$

Donde para ambos métodos, "n" denota el número de fuentes individuales de error. Una vez calculados los grados de libertad equivalentes, su valor en conjunto con la confianza deseada α permite la determinación del valor de t_α .

Ejemplo 6.4.

Como un ejemplo de combinación de errores utilizando la técnica de la raíz de la suma de los cuadrados, considere que hemos realizado un experimento con un convertidor análogo a digital (CAD) y establecimos la característica de error de forma similar a la que usamos para nuestro amplificador (Ejemplo 6.1). En este caso se desea determinar las características de error de la combinación CAD-amplificador.

La figura 6.10 indica la configuración, así como el sesgo y precisión determinados experimentalmente para cada elemento.

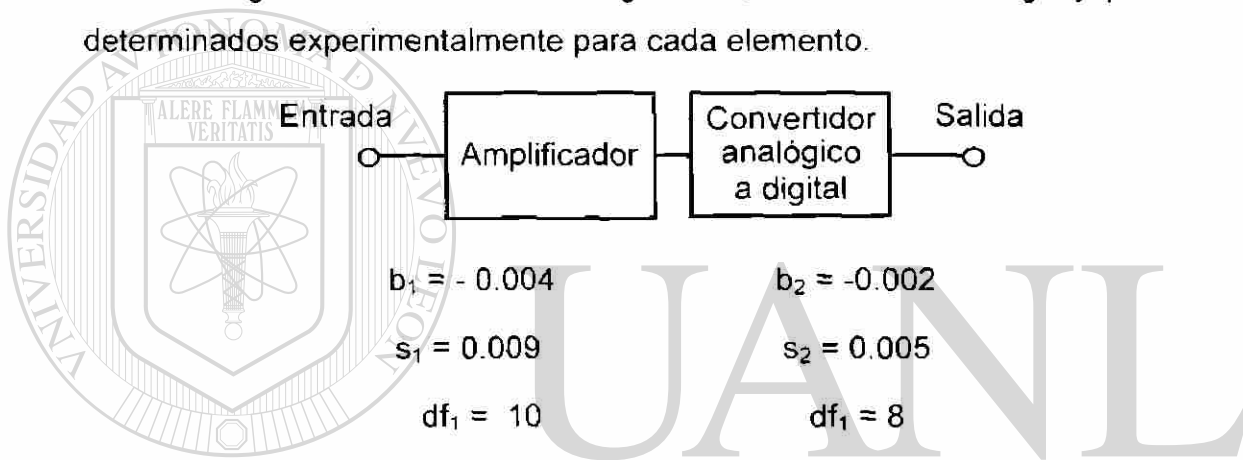


Figura 6.10 Combinando errores del amplificado y el CAD.

Aplicando la técnica de la raíz de la suma de los cuadrados, calculamos el sesgo y precisión del sistema de la siguiente manera:

$$B = \left[b_1^2 + b_2^2 \right]^{1/2} = 0.0044$$

$$S = \left[s_1^2 + s_2^2 \right]^{1/2} = 0.0103$$

Los grados de libertad equivalentes son calculados utilizando ambas técnicas como sigue:

$$1. \text{ df} = (df_1 + df_2) \quad 2 = 16$$

$$2 \text{ df} = \frac{S_1^2 + S_2^2}{S_1^4 + S_2^4} = 15.3$$

La incertidumbre del sistema, U , se calcula como:

$$U = + (B + T_{95} S)$$

Aplicando los grados de libertad equivalentes de 16, el valor de t_{95} es de 2.122.

$$\text{Así, } U = + [0.0044 + (2.122)(0.0103)] \approx \pm 0.026$$

Con esto podemos afirmar que tenemos un 95% de confianza de que el error introducido en la medición se encontrará dentro del intervalo ± 0.026 .

6.6 Sumario.

El error de medición consiste tanto en componentes fijos como aleatorios, y así debe ser visto como un parámetro probabilístico más que determinístico.

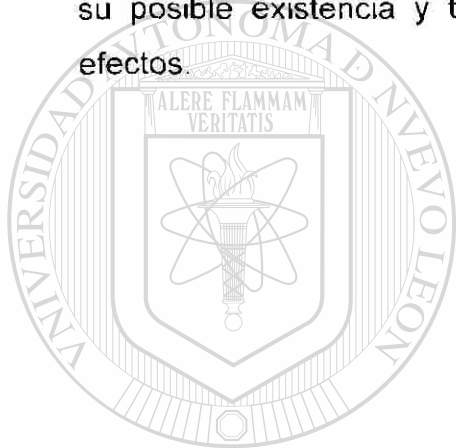
El término "incertidumbre de medición", que se ha definido como la combinación de sesgo y precisión, es una forma muy descriptiva de definir el error de medición debido a que tiene una connotación de probabilidad. Aún y cuando esta definición esta logrando una amplia aceptación, no es estándar. Así, los ingenieros están libres para definir y reportar el error de la manera que consideren mejor para su aplicación particular.

Independientemente de la definición utilizada, el error de medición no debe verse como un valor único, dado que los componentes del error de medición y su magnitud están sujetos a variación. La dificultad en identificar todas las posibles fuentes de error y luego cuantificarlas da fuerza al argumento de referirse al error de medición como incertidumbre de medición.

Frecuentemente los usuarios se interesan por la precisión relativa más que la absoluta. Esto es especialmente verdadero en aquellas aplicaciones donde las pruebas experimentales son comparativas.

Esto es, se conduce a un experimento, se hace un cambio, se repite el experimento, y los resultados de los dos experimentos se comparan para determinar si el cambio realizado fue significativo. Para este tipo de pruebas, el sesgo se puede considerar como igual para ambos experimentos y por lo tanto despreciable.

Un posible problema con este enfoque es que un sesgo grande y desconocido, que resulte ya sea de efectos ambientales o errores humanos, y que nosotros consideramos como cero, puede de hecho variar. Aún cuando podamos elegir el no cuantificar el sesgo, es fundamental que reconozcamos su posible existencia y tomemos la debida precaución para minimizar sus efectos.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

7

EL ERROR COMO UN CRITERIO FUNDAMENTAL DEL DISEÑO

7.1 Parámetros de comportamiento.

Las mediciones se hacen con el propósito de producir información que se pueda utilizar para la toma de decisiones. Aún cuando es cierto que frecuentemente hacemos mediciones para monitorear el estado operacional de un equipo o proceso, estas mediciones también se consideran como producción de información; en este caso la información puede permitir concluir que el equipo o proceso esta operando en forma adecuada o no. En caso de que la información indique una operación anormal, tomaríamos algún curso de acción.

En contraste con esta clase de información de monitoreo, generalmente tomamos mediciones para producir información que cuantifique y documente los resultados de un experimento. El término utilizado para describir esta segunda clasificación es **parámetro de desempeño**.

Independientemente del objetivo de la medición, se debe prestar especial atención a la precisión de las mediciones utilizadas para producir esa información. Dado a que hay incertidumbre asociada en cada medición, siempre hay incertidumbre en la información producida mediante estas mediciones.

Como se van a tomar decisiones basándose en esta información, es esencial el que cuantifiquemos los efectos de la incertidumbre de medición y así establezcamos un intervalo de incertidumbre para cada parámetro de desempeño.

Como un ejemplo, considere el parámetro F , que es función de la medición m_1 . En un punto P^0 , donde $m_1 = m_1^0$, existe una incertidumbre de medición para m_1 de Δm_1 . Como se muestra en la figura 7.1, F puede tomar un rango amplio de valores (δF^0) que corresponden a la incertidumbre para m_1 .

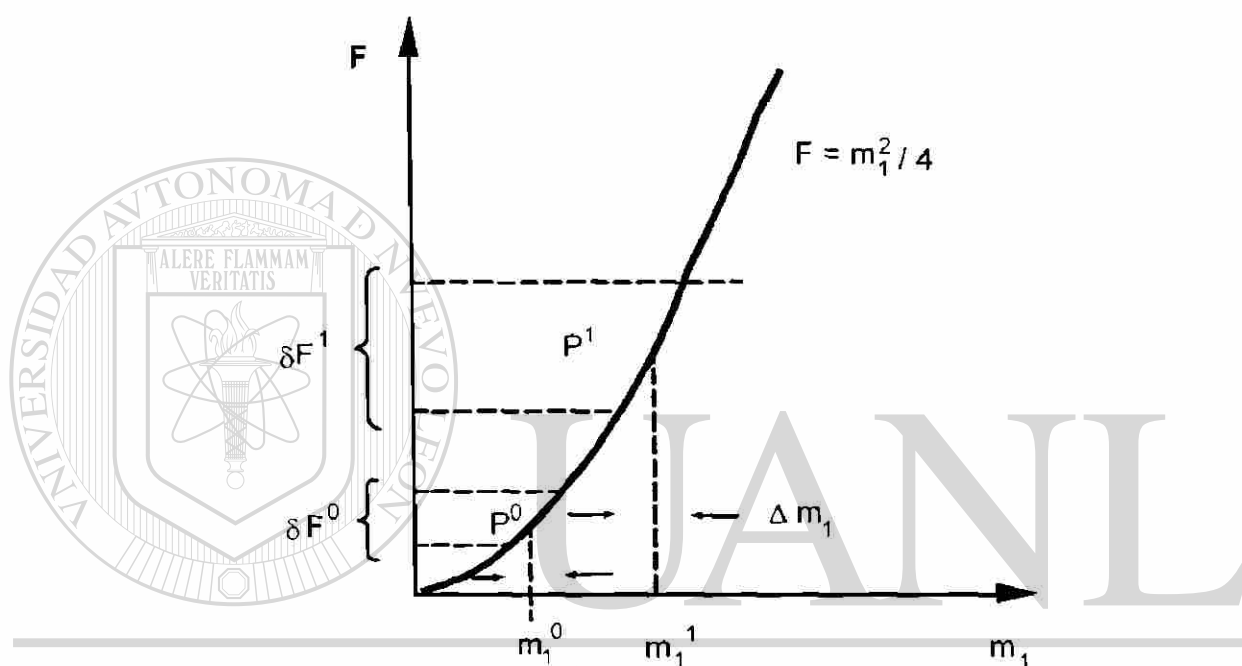


Figura 7.1 Efectos de los errores de medición (m_1) sobre el parámetro F en diferentes puntos.

La figura 7.1 también ilustra el rango de valores (δF^1) que pueden tomar F en un segundo punto (P^1) dentro de ese rango. En este punto, Δm_1 es igual pero el cambio correspondiente en F es mayor.

Así podemos ver que los efectos de la incertidumbre de medición sobre la función son variables y dependen de la sensibilidad de F en el punto en cuestión.

Haciendo una aproximación de primer orden, el cambio en F (denotado δF), se puede establecer multiplicando la pendiente en el punto en cuestión por el cambio total en m_1 (Δm_1). Esto es,

$$\delta F \approx \frac{df}{dm_1} \Delta m_1 \quad (7.1)$$

Gráficamente, podemos representar esto construyendo una tangente a la curva en el punto en cuestión y extendiéndola de tal manera que intersecte los límites inferior y superior para Δm_1 en ese punto. Los dos valores de parámetro correspondientes a estas intersecciones definen la incertidumbre en F , denotada como δF , que es atribuible a la incertidumbre en m_1 .

Si en vez de una función que involucra una medición, tenemos un parámetro de desempeño que es función de "n" mediciones, tendremos que revisar como el error de las "n" mediciones afectará al parámetro.

Para cuantificar estos efectos, necesitamos explorar alrededor de un punto y establecer la sensibilidad de la función a cada medición. La técnica matemática que nos permite llevar a cabo esta exploración es la expansión en series de Taylor. Por ejemplo, considere la función

$$F = f(m_1, m_2, \dots, m_n) \quad (7.2)$$

Si en un punto P , definido como $f(m_1^0, m_2^0, \dots, m_n^0)$, la función y sus derivadas parciales son continuas, luego el cambio en F (denotado como δF), que resulte de cambios en las "n" mediciones (Δm_1), se pueden expresar como:

$$\delta F = \frac{\partial f}{\partial m_1} \Delta m_1 + \frac{\partial f}{\partial m_2} \Delta m_2 + \dots + \frac{\partial f}{\partial m_n} \Delta m_n + R \quad (7.3)$$

Donde las derivadas parciales $\frac{\partial f}{\partial m}$, deben ser evaluadas en el punto p ,

y el término de residuo R contiene todas las derivadas de mayor orden y productos cruz parciales. Si F fuera función de una medición en vez de "n"

mediciones, la expresión anterior sigue siendo válida y la derivada parcial se vuelve la derivada total.

Esto es:

$$\frac{\partial f}{\partial m_1} = \frac{df}{dm_1} \quad (7.4)$$

De acuerdo con esto,

$$\delta F = \frac{df}{dm_1} \Delta m_1 \quad (7.5)$$

Que es lo que establecimos con anterioridad.

En este punto necesitamos reconsiderar la naturaleza de los términos de la Δm_1 . Aquí, la Δm_1 son los errores de medición y consisten de un número fijo para el sesgo y algún múltiplo de la desviación estándar para la precisión. Así cada Δm_1 tiene una distribución (que asumimos es una distribución de error normal), que está centrada alrededor de algún error promedio.

Típicamente, los números que citaríamos para cada Δm_1 serían el intervalo de incertidumbre de medición correspondiente a un nivel deseado de confianza. Si utilizamos estos límites de incertidumbre como la Δm_1 y si todas las parciales evaluadas tienen el mismo signo, estamos asumiendo el peor de los casos.

Con toda probabilidad, existirá en un momento dado algo de error de medición positivo y algo negativo, y así podemos anticipar que ocurra algo de cancelación de errores. De acuerdo a esto, una técnica que permite algo de cancelación de errores es la de la raíz de la suma de los cuadrados. Para esta técnica,

$$\delta F = \pm \left[\left(\frac{\partial f}{\partial m_1} \right)^2 \Delta m_1^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial m_2} \right)^2 \Delta m_2^2 + \dots + \left(\frac{\partial f}{\partial m_n} \right)^2 \Delta m_n^2 \right]^{1/2} \quad (7.6)$$

Aquí, de nuevo, no existe un método estándar para combinar errores y por lo tanto el ingeniero puede seleccionar un método alternativo.

Si las consecuencias asociadas con el tomar una decisión equivocada basándose en δF son significativas, sería apropiado seleccionar un método más conservador.

Ejemplo 7.1.

Problema.

El consumo específico de combustible al freno (CECF) es un parámetro crítico usado para cuantificar el desempeño de un motor y se define con la siguiente ecuación:

$$\text{CECF} = (CF) / (TN)$$

Donde F es el flujo de combustible, T es el par del motor, N es la velocidad del motor, y C es una constante.

Determine los errores de medición permitidos para el flujo de combustible, el par y la velocidad que aseguren que la incertidumbre en CECF sea menor al 1% para el punto definido por:

$$N = 2400 \text{ rpm}$$

$$F = 4.32 \text{ lb/hr}$$

$$T = 8.80 \text{ lb-ft}$$

$$C = 5252$$

Solución.

En notación general, el parámetro CECF se puede enunciar como:

$$\text{CECF} = f(F, T, N)$$

Expandiéndolo en una serie de Taylor

$$\delta \text{CECF} = \frac{\partial f}{\partial F} \Delta F + \frac{\partial f}{\partial T} \Delta T + \frac{\partial f}{\partial N} \Delta N + R$$

Asumiendo que el residuo R es cero, y luego aplicando la raíz de la suma de los cuadrados,

$$\delta \text{CECF} = \left[\left(\frac{\partial f}{\partial F} \Delta F \right)^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial T} \Delta T \right)^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial N} \Delta N \right)^2 \right]^{1/2}$$

Donde ΔF , ΔT y ΔN representan errores de medición y δCECF es la incertidumbre en CECF que resulta de los tres errores de medición. Las derivadas parciales son:

$$\frac{\partial f}{\partial F} = \frac{C}{TN} = \frac{\text{CECF}}{F}$$

$$\frac{\partial f}{\partial T} = \frac{-CF}{T^2 N} = -\frac{\text{CECF}}{T}$$

$$\frac{\partial f}{\partial N} = \frac{-CF}{TN^2} = -\frac{\text{CECF}}{N}$$

En el punto donde $F = 4.32$, $T = 8.8$, $N = 2400$, el parámetro CECF calculado sería 1.074. Evaluando estas derivadas parciales para este punto.

$$\frac{\partial f}{\partial F} = 0.2486$$

$$\frac{\partial f}{\partial T} = -0.122$$

$$\frac{\partial f}{\partial N} = -4.5 \times 10^{-4}$$

Sustituyendo esto en la expresión para CECF:

$$\delta \text{CECF} = \left[(0.2486)^2 \Delta F^2 + (-0.122)^2 \Delta T^2 + \left(4.5 \times 10^{-4} \right)^2 \Delta N^2 \right]^{1/2}$$

Para lograr un 1% de incertidumbre en CECF, debemos asignar errores de medición ΔF , ΔT y ΔN para satisfacer la siguiente relación:

$$1.15 \times 10^{-4} = 0.062 \Delta F^2 + 0.015 \Delta T^2 + 2.0 \times 10^{-7} \Delta N^2$$

Aquí tenemos una ecuación con tres incógnitas. Así, podemos escoger dos y que se defina la tercera.

En este punto podemos determinar el error máximo para cualquier medición asumiendo que toda incertidumbre en el parámetro CECF es el resultado del error en una medición. Por ejemplo, asumir primero que solamente el flujo de combustible presenta error y que los errores de medición de par y velocidad son cero. Y luego repetimos esto para las otras dos combinaciones. Aplicando esta técnica, los límites máximos de error para cada medición son calculados como:

$$\Delta F = 0.043$$

$$\Delta T = 0.088$$

$$\Delta N = 24$$

La relación de error δ CECF involucra a ΔN , ΔF y ΔT . En el punto donde $F = 4.32$, $T = 8.8$ y $N = 2400$. Esta relación se puede ilustrar gráficamente (figura 7.2) como una superficie con las intersecciones como se definen anteriormente. Por supuesto, hay un número infinito de puntos (ΔN° , ΔF° , ΔT°) dentro de este sólido que pueden satisfacer el 1% de incertidumbre en CECF.

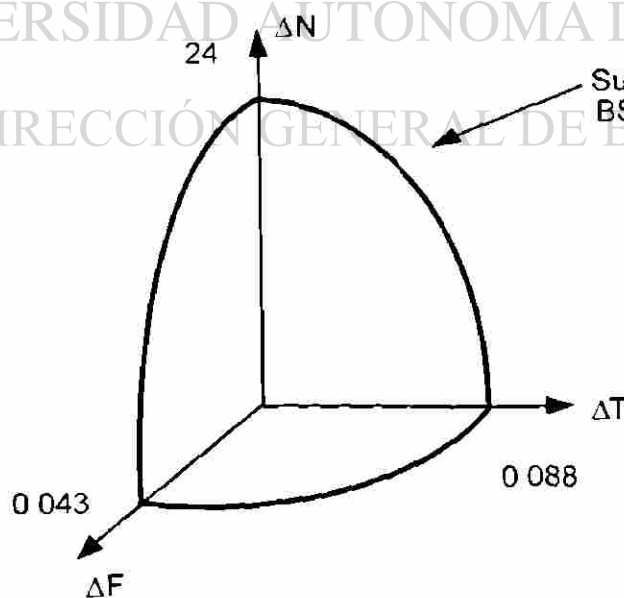


Figura 7.2 Superficie de error de medición para CECF.

Para simplificar, podemos restringir nuestra atención a dos variables. Asumiendo que el error en velocidad es despreciable, obtenemos la siguiente relación:

$$1.15 \times 10^{-4} = 0.062\Delta F^2 + 0.015\Delta T^2$$

Que se presenta en la figura 7.3 para los valores positivos de ΔF y ΔT . Para simplificar la gráfica se restringe al primer cuadrante.

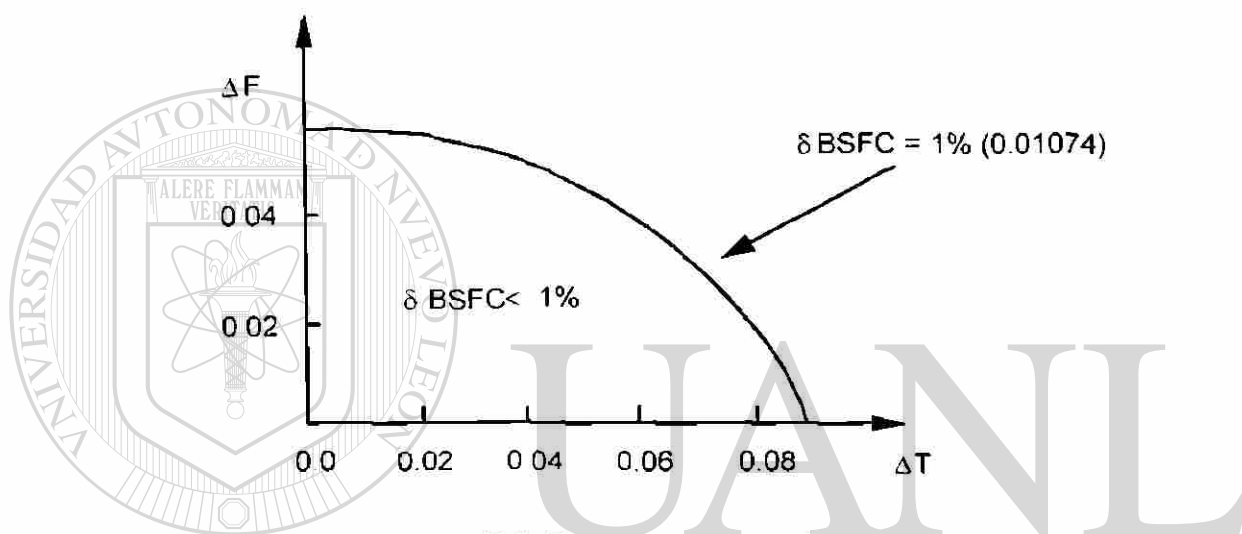


Figura 7.3 Plano de medición $\Delta F - \Delta T$.

$$(\Delta F = 0.043, \Delta T = 0.088)$$

Aquí las intersecciones ($\Delta F = 0.043$, $\Delta T = 0.088$) son los puntos calculados anteriormente, y el arco conectando las intersecciones es la expresión cuadrática para δ CECF.

Ejemplo 7.2.

Definición del problema.

En el ejemplo 7.1 utilizamos cálculo para establecer expresiones algebraicas para las derivadas parciales. Existen, sin embargo, ocasiones donde la complejidad del parámetro de desempeño sugiere que la

aproximación numérica de las derivadas parciales es más conveniente. Determine numéricamente las derivadas parciales para el ejemplo 7.1 y compare los resultados con los obtenidos utilizando cálculo.

Solución.

Al conjunto de condiciones base:

$$N = 2400$$

$$F = 4.32$$

$$T = 8.80$$

El cálculo de CECF arroja 1 074. Aproximamos $\partial f / \partial F$ dejando que la medición de flujo F tenga un cambio incremental δF

$$F' = F + \delta F$$

Manteniendo N y T en sus valores base. Calculamos el nuevo valor de CECF en F' , N y T . Esto es,

$$CECF' = f(F', N', T)$$

Luego calculamos nuestra aproximación para la derivada parcial como:

$$\frac{\partial f}{\partial F} \approx \frac{\Delta CECF}{\Delta F} = \frac{CECF' - CECF}{F' - F}$$

En el límite donde δF se aproxima a cero, nuestra aproximación numérica se acerca a la derivada parcial. Así, el primer problema es seleccionar un valor para δF . Desafortunadamente, la única manera para hacer esto (sin conocimiento previo de las derivadas parciales) es mediante prueba y error. Se podría calcular la derivada parcial para varios valores diferentes y seleccionar una δF donde el cambio en la derivada parcial calculada numéricamente sea significativo

7.2 Estableciendo el error de medición individual basado en especificaciones del parámetro de desempeño.

Como se ha mencionado, las mediciones se hacen para obtener información. Así, si nuestra tarea es diseñar un sistema de medición, el punto de inicio natural para el proceso de diseño es examinar las relaciones de los parámetros de desempeño. Esto es, necesitamos determinar que mediciones se requieren y porqué.

Para cada parámetro de desempeño, expandiremos la función F en una serie de Taylor para establecer la relación entre error de medición, Δm , y el criterio del parámetro de desempeño δF_i como se describe en la sección 7.1. En un punto P definido por $(m_1^0, m_2^0, \dots, m_n^0)$ las derivadas parciales se pueden evaluar como:

$$\delta F_i = a_1 \Delta m_1 + \dots + a_n \Delta m_n \quad (7.7)$$

Donde:

$$a_k = \left. \frac{\partial f_i}{\partial m_k} \right|_0 \quad (7.8)$$

Lo que indica que cada derivada parcial se debe evaluar en el punto P .

Dado que δF se especifica en el punto P , lo anterior representa una ecuación lineal con "n" incógnitas. La aplicación de la técnica de la raíz de la suma de los cuadros da

$$\delta F_i^2 = a_1^2 \Delta m_1^2 + \dots + a_n^2 \Delta m_n^2 \quad (7.9)$$

Así en el punto P , hemos establecido la relación deseada entre los errores de medición, Δm_n , y las especificaciones del parámetro de desempeño δF .

Se debe enfatizar que, a menos que las derivadas parciales sean constantes, la relación antes mencionada es válida solo en un punto.

De acuerdo a esto, y ya que generalmente requerimos el análisis de los parámetros de desempeño sobre un rango de $a \leq F_i \leq b$, tenemos que seleccionar el punto que produce el máximo error. Esto es, aún cuando la relación puede ser válida sobre un rango amplio, nuestro interés es solo en un punto específico dentro de ese rango.

En su forma más simple, el sistema que diseñaremos consistirá de un solo parámetro de desempeño, que es función de "n" mediciones, denotadas m_n . La aplicación de lo anterior producirá una relación no lineal con "n" incógnitas.

Para esto, estamos en libertad de seleccionar "n-1" valores de errores de medición. Estos son los errores permitidos en el punto P. Si en vez de un parámetro de desempeño, tenemos K parámetros, la aplicación de lo anterior nos dará un conjunto de K ecuaciones no lineales con "n" incógnitas.

Si todas las derivadas parciales de todas las ecuaciones se evalúan en el mismo punto P, podemos resolver el sistema mediante ecuaciones simultáneas.

Sin embargo, si se utilizan diferentes puntos para evaluar las derivadas parciales, esta solución simultánea del sistema de ecuaciones se deberá ver con cautela.

Ejemplo 7.3.

Definición del problema.

La velocidad del flujo de un fluido no comprimible dentro de un tubo cerrado (véase figura 7.4) puede ser cuantificada utilizando la ecuación de Bernoulli como

$$U = \left[2qg_c / \rho \right]^{1/2}$$

Donde q es la presión dinámica y se define como:

$$q = k (P_0 - P)$$

Con P_0 definido como la presión total, P como presión estática y k como la constante de calibración. La densidad del fluido, ρ , se calcula como.

$$\rho = P / R_G T$$

Con R_G como la constante universal de los gases, T como la temperatura estática absoluta y g_c es la constante gravitacional que es igual al valor de $32.174 \text{ lbf} \cdot \text{ft} / \text{lbf} \cdot \text{seg}^2$. Establezca los requerimientos totales de exactitud de medición necesarios en P_0 , P , y T para lograr una incertidumbre en la velocidad del fluido de menos del 0.5 por ciento bajo las siguientes condiciones:

$$P_0 = 2050 \text{ psf}$$

$$P = 2000 \text{ psf}$$

$$T = 559.6^\circ\text{R}$$

$$R_G = 53.36 \frac{\text{ft} \cdot \text{lbf}}{^\circ\text{R} \cdot \text{lbfm}}$$

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

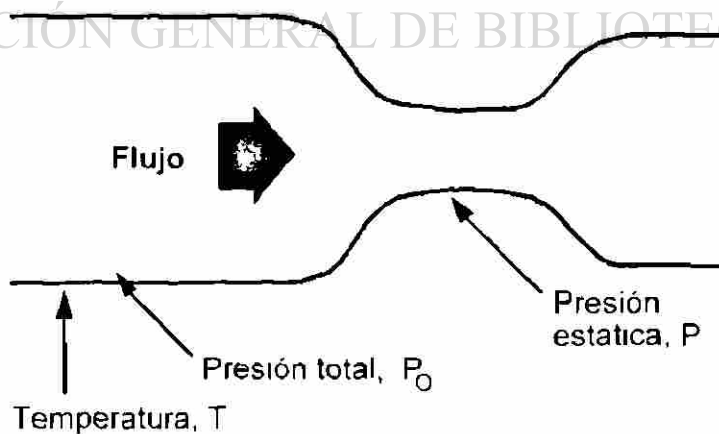


Figura 7.4 Bosquejo del proceso mostrado el flujo en un tubo cerrado.

Solución.

Reescribiendo la ecuación de Bernoulli en términos de las mediciones P_0 , P y T obtenemos la siguiente ecuación.

$$U = \left[\frac{2k(P_0 - P)g_c}{\rho R_g T} \right]^{1/2}$$

Simplificando:

$$U = \left[\frac{CT(P_0 - P)}{\rho} \right]^{1/2}$$

Con $C = 2 \text{ kg}_c R_g$.

Expandiendo en una serie de Taylor:

$$\delta U = \frac{\partial U}{\partial P_0} \Delta P_0 + \frac{\partial U}{\partial P} \Delta P + \frac{\partial U}{\partial T} \Delta T + R$$

Donde ΔP_0 , ΔP y ΔT son errores de medición, δU es el error resultante en la velocidad, y R es el término remanente que se asume que es igual a cero

Las derivadas parciales anteriores se definen como:

$$\frac{\partial U}{\partial P_0} = \frac{CT}{2UP}$$

$$\frac{\partial U}{\partial P} = \frac{CTP_0}{2UP^2}$$

$$\frac{\partial U}{\partial T} = \frac{C(P_0 - P)}{2UP}$$

Evaluando las derivadas parciales en las condiciones preestablecidas obtenemos:

$$U = 219.2 \text{ ft / seg}$$

$$C = 3433.6$$

Donde la constante k se asume igual a uno.

$$\frac{\partial U}{\partial P_0} = 2.19$$

$$\frac{\partial U}{\partial P} = -2.25$$

$$\frac{\partial U}{\partial T} = -0.2$$

Aplicando la raíz de la suma de los cuadrados obtenemos

$$\delta U = \left[(2.19)^2 \Delta P_0^2 + (-2.25)^2 \Delta P^2 + (0.2)^2 \Delta T^2 \right]^{1/2}$$

$$\delta U = \left[4.89 \Delta P_0^2 + 5.1 \Delta P^2 + 0.04 \Delta T^2 \right]^{1/2}$$

A esta velocidad, la variación del 0.5 por ciento especificada en U es 1.096. Usando esto y resolviendo para las intersecciones obtenemos los siguientes errores máximos en las mediciones individuales.

$$\text{Max } \Delta P_0 = 0.50 \text{ psf}$$

$$\text{Max } \Delta P = 0.48 \text{ psf}$$

$$\text{Max } \Delta T = 5.48 \text{ }^\circ\text{F}$$

De estos, los errores de presión se consideran extremadamente exigentes dado a que son aproximadamente 0.02 por ciento de la lectura. Se debe enfatizar que los errores individuales máximos mostrados anteriormente asumen que no hay error en las otras dos mediciones.

Refiérase al ejemplo 7.4 para mayor información sobre dificultades en la medición de presión.

Ejemplo 7.4

Definición del problema.

En el ejemplo 7.3 se utilizaron transductores separados para medir las presiones total y estática. Utilizando este enfoque, se ha mostrado que los requerimientos de exactitud de medición de presión son demasiado exigentes (exactitud de 0.2% de la lectura en el punto considerado). En lugar de utilizar transductores separados para medir presión diferencial configurado para proveer medición directa de presión dinámica.

Solución.

La ecuación que describe la velocidad es:

$$U = \left[\frac{2q g_c}{\rho} \right]^{1/2}$$

Con:

$$\rho = P/R_G T$$

Por lo tanto, se requieren tres mediciones: P, T y q.

Reescribiendo obtenemos:

$$U = \left[\frac{c q T}{P} \right]^{1/2}$$

Con:

$$c = 2g_c R_G$$

Expandiendo en una serie de Taylor:

$$\delta U = \frac{\partial U}{\partial q} \Delta q + \frac{\partial U}{\partial P} \Delta P + \frac{\partial U}{\partial T} \Delta T$$

Donde:

$$\frac{\partial U}{\partial q} = \frac{cT}{2UP}$$

$$\frac{\partial U}{\partial P} = \frac{CqT}{2UP^2}$$

$$\frac{\partial U}{\partial T} = \frac{cq}{2UP}$$

Evaluando las derivadas parciales para las mismas condiciones del ejemplo 7.3 y aplicando la raíz de la suma de los cuadrados tenemos:

$$\delta U = \left[4.8\Delta q^2 + 0.003\Delta P^2 + 0.04\Delta T^2 \right]^{1/2}$$

La comparación directa de los coeficientes de los "coeficientes de error de medición" indica que el único cambio es en el coeficiente ΔP . Usando la variación específica del 0.5 por ciento en U y resolviendo para las intersecciones obtenemos los siguientes errores máximos en la medición individual.

$$\text{Max } \Delta q = 0.50 \text{ psf}$$

$$\text{Max } \Delta P = 20.0 \text{ psf}$$

$$\text{Max } \Delta T = 5.48 \text{ }^\circ\text{F}$$

Aquí el error permisible en la medición q es 0.5 psf, que es lo que habíamos calculado para el error ΔP_0 en el ejemplo 7.3

Aún y cuando la magnitud es la misma, el rango de medición de q es significativamente menor. Como porcentaje de la lectura este error en q es 1 por ciento. El error permisible en la medición P se incrementó de 0.48 psf a 20 psf (el uno por ciento del error de lectura). El error en T permaneció igual.

Ejemplo 7.5

Definición del problema.

Algunos intercambiadores de calor utilizan aire como fluido de trabajo, y es de primordial importancia medir su eficiencia de calentamiento y enfriamiento. En estos casos, el intercambiador es montado en una estación de prueba donde se le aplica un flujo del aire y se le hace circular fluido de una fuente externa.

Midiendo la temperatura, así como la masa de fluido que entra y sale del dispositivo se puede calcular la cantidad de calor transferido al aire. En forma similar, la cantidad de calor agregado o quitado al flujo de aire puede ser calculado midiendo tanto el diferencial de temperatura del flujo de aire como la masa del flujo de aire. En este caso, la eficiencia en calentamiento y enfriamiento se calcula utilizando ambas técnicas.

Calcule la exactitud de medición requerida para lograr una concordancia entre las dos técnicas de transferencia de calor de un 1 %.

Solución.

Considere el arreglo esquemático mostrado en la figura 7.5:

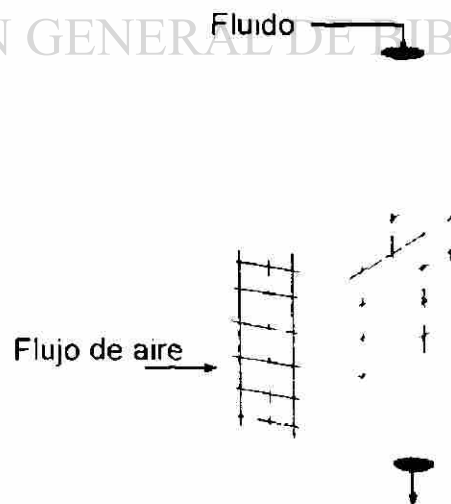


Figura 7.5 Diagrama esquemático de un intercambiador de calor.

La ecuación de transferencia de calor para el fluido circulando a través del intercambiador es:

$$Q_w = d m_w C_{p_w} \Delta T_w$$

Donde:

Q_w La pérdida (ganancia) de calor, Btu / seg.

$d m_w$ = El flujo de masa del fluido, lbs / seg.

C_{p_w} = El coeficiente de calor del fluido.

ΔT_w = Diferencial de temperatura a través del dispositivo, °F.

La ecuación para el flujo de aire es:

$$Q_A = d m_A C_{p_A} \Delta T_A$$

Donde:

Q_w = La pérdida (ganancia) de calor, Btu / seg.

$d m_w$ = El flujo de masa del fluido, lbs / seg.

C_{p_w} = El coeficiente de calor del fluido.

ΔT_w = Diferencial de temperatura a través del dispositivo, °F.

Asumiendo que no existen ni pérdidas ni ganancias externas de calor y que todas la pérdida de calor del intercambiador es absorbida por el aire, la repetibilidad del 1 por ciento puede ser representada por la siguiente ecuación:

$$0.99 \leq \frac{Q_A}{Q_w} \leq 1.01$$

Siendo:

$$x = \frac{Q_A}{Q_w}$$

Luego:

$$X = \frac{dm_A C_{pA} \Delta T_A}{dm_W C_{pW} \Delta T_W}$$

$$X = K \frac{dm_A \Delta T_A}{dm_W \Delta T_W}$$

Donde:

$$K = \frac{C_{pA}}{C_{pW}}$$

Las mediciones involucradas son los dos flujos de masa y los dos diferenciales de temperatura. Para establecer la exactitud de medición requerida, es necesario examinar la sensibilidad de x a variaciones en las diferentes mediciones. Expandingo lo anterior en una serie de Taylor:

$$\delta x = \frac{\partial x}{\partial dm_A} \Delta dm_A + \frac{\partial x}{\partial \Delta T_A} \Delta(\Delta T_A) + \frac{\partial x}{\partial dm_W} \Delta dm_W + \frac{\partial x}{\partial \Delta T_W} \Delta(\Delta T_W) + R$$

Donde Δdm_A , $\Delta(\Delta T_A)$, Δdm_W y $\Delta(\Delta T_W)$ representan los errores de medición. Sustituyendo para las derivadas parciales y asumiendo $R = 0$ obtenemos:

$$\delta x = \frac{x}{dm_A} (\Delta dm_A) + \frac{x}{\Delta T_A} \Delta(\Delta T_A) - \frac{x}{dm_W} \Delta dm_W - \frac{x}{\Delta T_W} \Delta(\Delta T_W)$$

Reordenando tenemos:

$$\frac{\delta x}{x} = \frac{\Delta dm_A}{dm_A} + \frac{\Delta(\Delta T_A)}{\Delta T_A} - \frac{\Delta dm_W}{dm_W} - \frac{\Delta(\Delta T_W)}{\Delta T_W}$$

Dado que los errores de medición son variables aleatorias, ocurrirá algo de cancelación de errores. Aplicando la raíz de la suma de los cuadrados tenemos:

$$\left(\frac{\delta x}{x} \right)^2 = \left(\frac{\Delta dm_A}{dm_A} \right)^2 + \left(\frac{\Delta(\Delta T_A)}{\Delta T_A} \right)^2 + \left(\frac{\Delta dm_W}{dm_W} \right)^2 + \left(\frac{\Delta(\Delta T_W)}{\Delta T_W} \right)^2$$

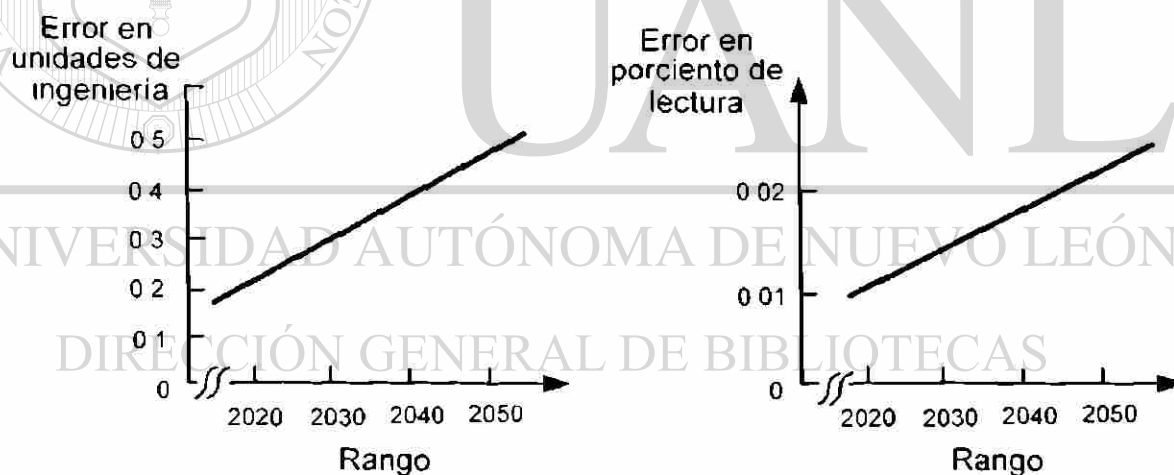
Asumiendo que los errores se dividen equitativamente entre las cuatro fuentes, el criterio del uno por ciento se puede lograr si cada parámetro se mide con un 0.5 por ciento de exactitud.

7.3 Interpretando la solución.

La aplicación de la técnica mencionada permitirá obtener las máximas variaciones permisibles para cada medición en el punto P. Así, dados criterios globales de desempeño δF_i , establecemos los límites para Δm_m :

$$\Delta m_m < C_m \quad (7.10)$$

Si repetimos esto en otros puntos, podemos establecer las variaciones permisibles para cada medición m_m en diferentes puntos dentro del rango de medición (figura 7.6).



a. Error permissible en unidades de ingeniería b. Error permissible en % de lectura.

Figura 7.6 Características de variación de medición permissible sobre el rango de interés.

Como se muestra, se han determinado los errores en varios puntos dentro del rango y hemos presentado estos tanto en términos de variaciones permitidas como en porcentaje de lectura.

La interpretación se presenta interesante, pues pudiera implicar que una sola medición puede que no exhiba las características de variación requeridas sobre el rango completo. Esto es especialmente cierto ya que las especificaciones de los fabricantes generalmente se enuncian en términos de un porcentaje de la escala plena y no en porcentaje de lectura.

Así, se puede requerir subdividir la medición en varias mediciones, cada una de las cuales tenga un rango que es subconjunto del rango total requerido

Como sabemos que la variación en la medición consistirá tanto de componentes fijos como aleatorios, las variaciones en la medición que hemos determinado en cada punto se pueden ver como intervalos de incertidumbre de medición. Así, tenemos:

$$-C_m \leq \Delta m_m \leq C_m \quad (7.11)$$

En vista de la naturaleza probabilística de los errores, podemos agregar un nivel de confianza a este intervalo. El intervalo de confianza que utilicemos debe basarse en el criterio global del parámetro de desempeño δF_i .

Por ejemplo, si queremos asegurar que el 95% de las veces la incertidumbre en F_i sea menor que δF_i , agregaríamos un nivel de confianza del 95% a los diferentes intervalos Δm_m .

7.4 Bases para diseño.

7.4.1 Significancia de la propagación de error.

Como hemos dicho, las mediciones se hacen con el propósito principal de producir información. Dado que las decisiones se hacen en base a esta información y como sabemos que cada medición tiene error, es esencial que cuantifiquemos la confiabilidad de la información.

Esto es, sabemos que hay algo de incertidumbre asociada con la información que es atribuible a error de medición; en consecuencia, las

decisiones no deben ser basadas en valores absolutos de información sino en intervalos de confianza. Con este enfoque, cualquier información producida tendría una incertidumbre asociada.

Como un ejemplo de la significancia de este concepto de intervalo de confianza, considere el programa de investigación y desarrollo de inyectores, donde el desempeño de la inyector se define por el parámetro F , que se puede representar como:

$$F = f(m_1, m_2, \dots, m_n) \quad (7.12)$$

Donde las m_i son mediciones. Sabemos que hay errores asociados con cada medición y que por lo tanto hay incertidumbre con F de δF que está basada en un nivel de confianza deseado de $1 - \alpha$. Si queremos determinar si un cambio en el diseño del inyector afecta o no significativamente su desempeño, llevamos a cabo el cambio, repetimos las mediciones, calculamos el valor del parámetro de desempeño F' , y comparamos esto con el valor del parámetro de desempeño (F_0) antes del cambio.

La pregunta que se debe contestar es si la diferencia entre F' y F_0 es significativa. Si la diferencia ($F' - F_0$) es menor que la incertidumbre en F de δF , podemos confiar hasta un nivel de $1 - \alpha$ que al cambio no es significativo. También, existe una probabilidad de que el cambio sea significativo pero que no sea detectado. La consecuencia de decisiones erróneas es la base en las cuales se debe establecer el intervalo de confianza $1 - \alpha$.

La técnica de propagación de error provee un mecanismo con el cual el intervalo de incertidumbre para un parámetro de desempeño $F = f(m_1, m_2, \dots, m_n)$ puede establecerse sobre la base del error asociado con cada medición individual Δm_n . Esto es, iniciamos el proceso haciendo las siguientes preguntas fundamentales:

¿ Que información se requiere?

¿ Que tan buena tiene que ser la información?

Luego utilizamos esto para establecer los requerimientos de error de medición individual Δm_m . Si el sistema esta diseñado y construido para satisfacer estas especificaciones en error de medición individual, podemos estar seguros que la incertidumbre asociada con la información que se producirá será aceptable hasta el nivel de confianza deseado de $1 - \alpha$.

7.4.2 Estableciendo presupuestos de error del subsistema basados en Δm_m .

Los requerimientos individuales del error de medición, Δm_m , lo hemos establecido basados en el criterio del parámetro de desempeño δF , que representa el error total de medición.

Sabemos, sin embargo, que el sistema que usamos para medir m_m consistirá de varios subsistemas. Esto es, tendremos sensores, acondicionadores de señal, etc., cada uno de estos subsistemas tendrá características de error que, para la cadena de medición m_m total, se combinarán para producir Δm_m .

Como el error combinado debe ser menor que el error total de medición, es de interés, desde el punto de vista del diseñador, determinar si hay una manera sistemática de presupuestar errores para cada subsistema basándose en Δm_m . De ser así, esto nos daría criterios sanos de selección de subsistemas basados en el desempeño del sistema total, considere el sistema de medición mostrado en la figura 7.7.

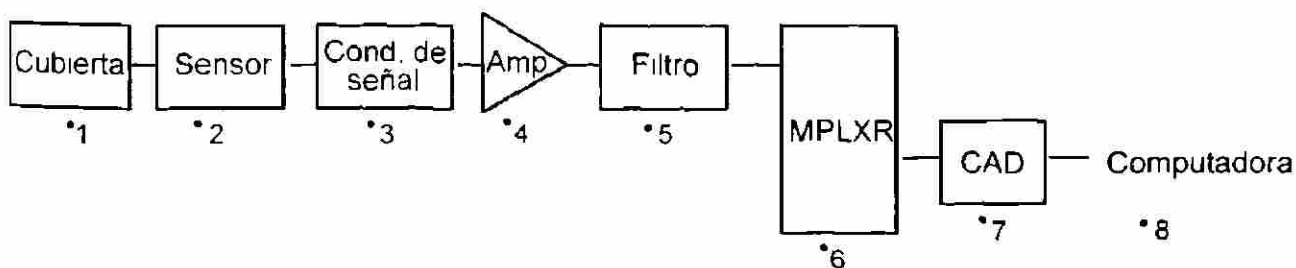


Figura 7.7 Cadena de sistema de medición con errores en sus elementos.

Como se puede observar, el sistema consiste de varios elementos, cada uno de los cuales introduce un error e_i a la cadena de medición. El error total de medición, Δm_m , es una función de los errores individuales de los elementos e_i :

Esto es:

$$\Delta m_m = f(e_i) \quad (7.13)$$

Postulamos que cada elemento tiene una distribución normal de error y utilizamos la técnica de la raíz de la suma de los cuadrados para estimar el error total de medición Δm_m como:

$$\Delta m_m = \pm (B_m + t_\alpha S_m) \quad (7.14)$$

$$B_m = [B_1^2 + B_2^2 + \dots + B_n^2]^{1/2} \quad (7.15)$$

$$S_m = [S_1^2 + S_2^2 + \dots + S_n^2]^{1/2} \quad (7.16)$$

donde t_α se selecciona usando la tabla de la T Student basada en el nivel de confianza deseado de $1 - \alpha$.

Si tenemos un sistema ya existente, podemos cuantificar el error total de medición Δm_m , mediante un experimento. Idealmente, diseñaríamos un experimento que probara la cadena de medición completa en vez de cada elemento. Así no tendríamos que cuantificar el error de cada elemento e_i , sino el error total.

En el caso de un sistema nuevo, en la fase de diseño no tenemos el sistema, en cambio, tenemos una especificación para el error total de medición Δm_m , y por lo tanto estamos interesados en especificar el desempeño de piezas individuales de equipo de tal manera que cuando estén integrados tengan un error total de medición de Δm_m . Esto es, queremos distribuir el error total de medición de m_m de tal manera que cuando sean combinados provean una estimación de error total que sea menor o igual a Δm_m .

El presupuestar es un proceso mediante el cual distribuimos el error total de medición entre diferentes elementos basándonos en un juicio de ingeniería con respecto a lo que es razonable y su disponibilidad en el mercado.

Si asumimos que el error total de medición para el sistema de la figura 7.3 puede ser aproximado como:

$$\Delta m_m^2 = e_1^2 + e_2^2 + \dots + e_8^2 \quad (7.17)$$

Donde se hace distinción entre error fijo y aleatorio, luego podemos agrupar términos como:

$$\Delta m_m^2 = (e_1^2 + e_2^2) + (e_3^2 + \dots + e_8^2) \quad (7.18)$$

También puede plantearse como:

$$\text{Error total medición} = [(\text{error sensores})^2 + (\text{error sistema de datos})^2]^{1/2} \quad (7.19)$$

La figura 7.8 es una representación gráfica de la relación cuadrática de la raíz de la suma de los cuadrados. Por simplicidad, hemos restringido la presentación a la relación circular en el primer cuadrante.

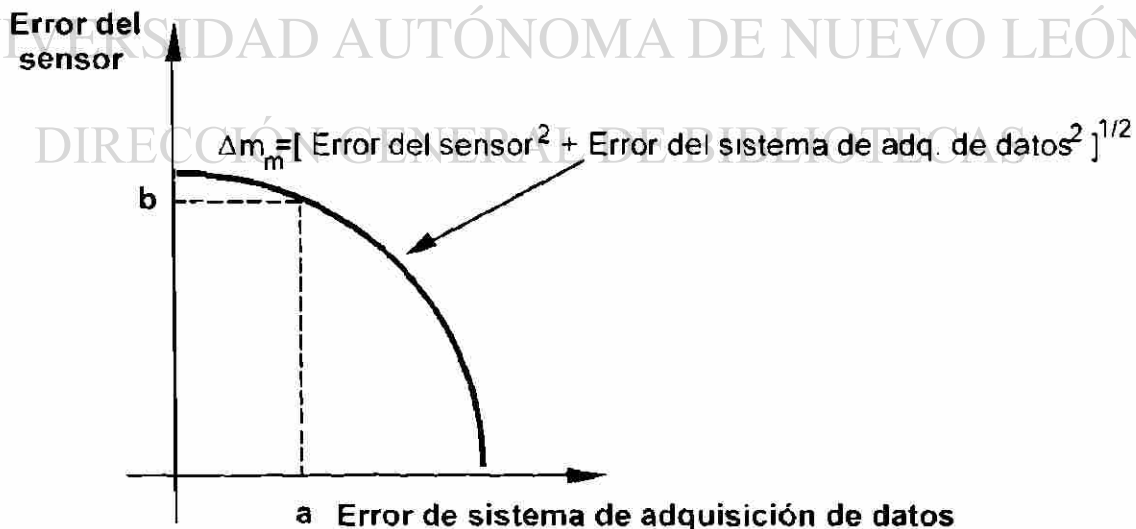


Figura 7.8 La raíz de la suma de los cuadrados descrita como una relación circular.

Como se muestra, el radio es igual al error total de medición. Podemos usar esta representación gráfica como un auxiliar en el diseño especificando el error del componente que deseamos presupuestar (ya sea error de sensor o del sistema de datos) y luego resolver para el otro.

Por ejemplo, podemos decidir, basados en el conocimiento de sistemas de datos disponibles, que el error presupuestado del sistema de datos debe tener un valor de "a". Esto automáticamente implica que los errores de sensor deben de ser menores que o iguales a "b" si ha de ser satisfecha la especificación de error total de medición. Usando un valor presupuestado para los errores de sensor de "b", podemos construir otra relación como

$$\text{Errores de sensor}^2 = e_1^2 + e_2^2 - b^2 \quad (7.20)$$

Esto se puede utilizar para establecer un presupuesto para el sensor. Similarmente, el valor que presupuestamos para el sistema de datos se puede usar para crear otra relación como

$$\text{Errores sistema de datos}^2 = e_3^2 + \dots + e_8^2 = a^2 \quad (7.21)$$

Agruparíamos en forma lógica los elementos e_3 a e_8 en dos elementos y estableceríamos un presupuesto para cada grupo. Esta descomposición binaria continuaría hasta que hallamos establecido un valor de presupuesto para cada error de elemento.

En general, tenemos n subsistemas y por lo tanto la relación del error total de medición sería dada por:

$$\Delta m_m = [e_1^2 + e_2^2 + \dots + e_n^2]^{1/2} \quad (7.22)$$

Para esto, podemos dejar que

$$E_{1,1}^2 = e_1^2 + e_2^2 + \dots + e_k^2 \quad (7.23)$$

Y:

$$E_{2,1}^2 = e_{k+1}^2 + e_{k+2}^2 + \dots + e_n^2 \quad (7.24)$$

Sustituyendo tendríamos:

$$\Delta m_m = [E_{1,1}^2 + E_{2,1}^2]^{1/2} \quad (7.25)$$

Si seleccionáramos valores para satisfacer la relación para $E_{1,1}$ y $E_{2,1}$ de C_1 y C_2 , tendríamos las siguientes dos relaciones:

$$E_{1,1}^2 - e_1^2 + e_2^2 + \dots + e_k^2 - C_1^2 \quad (7.26)$$

$$E_{2,1}^2 = e_{k+1}^2 + e_{k+2}^2 + \dots + e_n^2 - C_2^2 \quad (7.27)$$

Para cada uno de estos, podemos además descomponer en dos elementos.

Por ejemplo la relación:

$$E_{1,1}^2 = e_1^2 + e_2^2 + \dots + e_k^2 - C_1^2 \quad (7.28)$$

Se puede descomponer en:

$$C_1^2 - E_{1,2}^2 + E_{1,3}^2 \quad (7.29)$$

Donde:

$$E_{1,2}^2 = e_1^2 + e_2^2 + \dots + e_1^2 \quad (7.30)$$

$$\text{y } E_{1,3}^2 = e_{1+1}^2 + e_{1+2}^2 + \dots + e_k^2 \quad (7.31)$$

Podemos construir un círculo de radio C_1 y usarlo para presupuestar errores para $E_{1,2}$ y $E_{1,3}$. Este proceso de descomposición binaria se puede extender hasta que hayamos establecido un presupuesto para el error de cada elemento.

La figura 7.9 muestra la representación gráfica de este proceso de descomposición binaria.

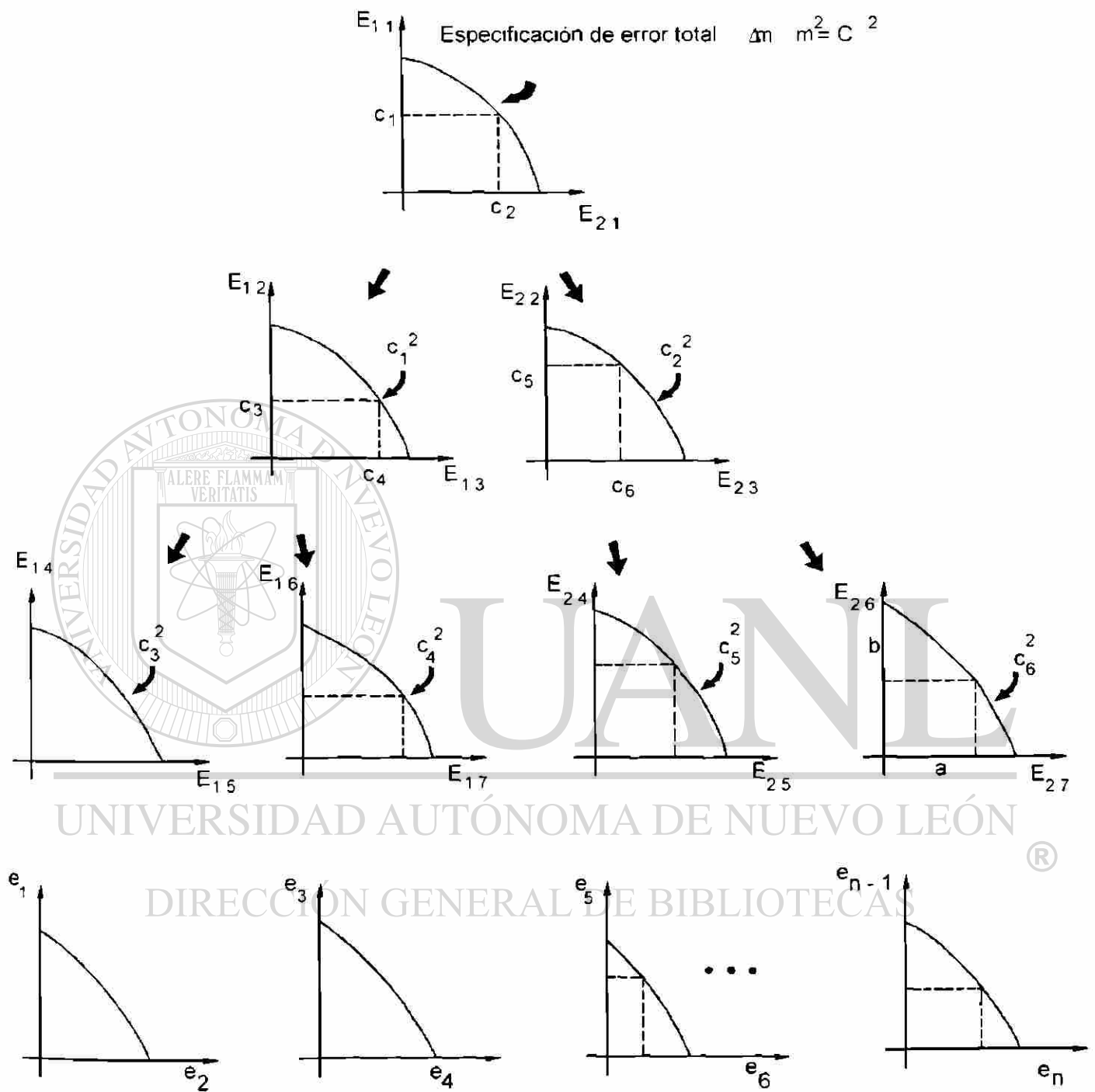


Figura 7.9 Estableciendo presupuestos de error elemental basados en especificaciones globales.

7.5 SUMARIO.

En este tema se ha mostrado que las relaciones de información y las especificaciones pueden ser usadas en forma conjunta con las técnicas de propagación de error para establecer especificaciones para el error total de medición. Estas especificaciones individuales de medición total pueden ser usadas para establecer presupuestos de error para cada elemento del sistema.

Si seleccionamos equipo basándonos en especificaciones derivadas de esta forma, podemos estar seguros que se cumplirá la especificación del error total de medición y que la confiabilidad especificada del parámetro de desempeño se logrará.

El presupuestar error requiere conocimiento de los tipos de magnitudes de errores que se pueden encontrar para cada elemento en la cadena de medición. Una vez identificados, podemos usar las especificaciones publicadas por el fabricante para cuantificar cada uno de los errores. En el siguiente capítulo repasaremos los fundamentos de los sistemas de datos antes de entrar al tema de modelos de error, donde se tendrá.

(1) un método para comparar el desempeño de diferentes configuraciones y

(2) estimaciones de las magnitudes de errores que podemos utilizar para establecer presupuestos.

8

MODELOS Y PRESUPUESTOS DE ERROR

8.1 Introducción.

Suponga que se la ha dado la tarea de diseñar un sistema de medición (considere mediciones en estado estable) que será utilizado para recopilar información. Estos datos serán tomados en consideración en decisiones críticas. Dada esta tarea, ¿qué acción se pueden tomar para asegurar que la calidad de los resultados medidos sea aceptable?. Hay dos formas diferentes de hacer esto.

Primero, se puede optar por comprar los mejores sensores y equipo de sistema de adquisición de datos disponible y esperar que el desempeño total del sistema, ya instalado, sea aceptable. Si se toma este camino, se tiene que conducir un experimento una vez que el sistema este instalado para asegurarse de las características de medición globales. Si hay decisiones que se van a basar en los resultados obtenidos por este sistema, es esencial cuantificar las características del sistema de medición.

Segundo, se puede elegir utilizar técnicas ingenieriles de análisis que sirvan de guía en el diseño del sistema y la selección de equipo, esto se hará basado en los requerimientos generales. Idealmente, este camino analítico dará la seguridad de que el desempeño global del sistema será aceptable desde antes de su construcción.

De estos dos caminos, obviamente el segundo es preferible. Como el primer camino involucra un mínimo de ingeniería, existe el riesgo que el desempeño total del sistema no sea aceptable. O peor aún, que esto no se

detecte y se tomen decisiones sobre la base de un desempeño supuesto. Aún y cuando sea preferible, el segundo camino no es mágico. Las técnicas de diseño sistemático no siempre son claras; existe una falta de estándares en la clasificación de errores, así como una gran variedad en la forma en que los fabricantes de equipo reportan especificaciones de desempeño.

Previamente se ha establecido que el error de medición es un criterio fundamental de diseño. Dado que las mediciones se hacen para producir información, es fundamental que el diseñador inicie el proceso estableciendo las relaciones entre las diferentes etapas de señal, procesamiento de información y los requerimientos de precisión asociados con cada una de ellas. Una vez concluido lo anterior, se pueden utilizar estos resultados para establecer las incertidumbres permitidas en cada medición utilizando técnicas de propagación de error.

Estas técnicas permiten establecer requerimientos individuales de precisión basándonos en requerimientos reales de desempeño global. Nuestra tarea, para cada medición, es asignar el error total de medición individual para cada componente en la cadena de medición (sensor, acondicionador de señal, amplificador, etc.), tal que cuando estos errores individuales sean combinados, el error total de medición no exceda el requerimiento de error total de medición.

8.2 Tipos de error y clasificaciones.

El error total de medición individual consiste tanto de componentes fijos como aleatorios, que se combinan conforme a la siguiente relación:

$$U = \pm (B_T + t_{\alpha} S_T) \quad (8.1)$$

Donde: $B_T = (B_1^2 + B_2^2 + \dots + B_n^2)^{1/2} \quad (8.2)$

$$S_T = (S_1^2 + S_2^2 + \dots + S_n^2)^{1/2} \quad (8.3)$$

B_1 y S_1 son errores de elementos asociados con el equipo de la cadena de medición y t_x es el multiplicador de la T student seleccionado basado en los grados equivalentes de libertad y nivel de confianza deseado.

Como no existen estándares disponibles, el diseñador esta en libertad de seleccionar algún método alternativo para combinar errores. Aquí hemos seleccionado la técnica de la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados, basados en el supuesto de que, debido a la naturaleza probabilística de los errores, habrá algo de cancelación entre ellos.

Ya que se han seleccionado los elementos del equipo de la cadena de medición, se pueden utilizar las especificaciones del fabricante de cada elemento para identificar y cuantificar los errores individuales.

Desafortunadamente la falta de estándares dificulta la interpretación de las especificaciones de desempeño, tanto de los errores fijos como de los aleatorios. Así, las especificaciones deben interpretarse con buen juicio, se debe tener especial atención con errores de precisión, se asume que todos son 1 sigma.

Si examinamos los elementos de la cadena de medición, se puede definir que funcionalmente están dispuestos como:

- **Sensor.**
- **Acondicionador de señal.**
- **Amplificador y filtro.**
- **Multiplexer y convertidor.**
- **Reducción de datos y análisis.**

Cada uno de estos elementos tiene errores individuales, los cuales se revisarán en las siguientes secciones.

8.2.1 Errores de sensores.

Funcionalmente los sensores se utilizan para convertir fenómenos físicos en variables eléctricas. Para sensores pasivos, las especificaciones críticas generalmente incluyen características de desempeño tales como precisión, linealidad, histéresis, repetibilidad y estabilidad térmica.

8.2.1.1 Precisión.

Siempre existe un error en la conversión de fenómenos físicos a variables eléctricas. Generalmente los fabricantes lo especifican en relación con la plena escala del sensor. Como es un error fijo y cuantificable, se clasifica como un error de corrimiento (offset).

8.2.1.2 Linearidad.

La linealidad es una medida de la desviación de la relación entrada/salida con la relación lineal ideal y se determina analizando la relación de entrada a salida del dispositivo.

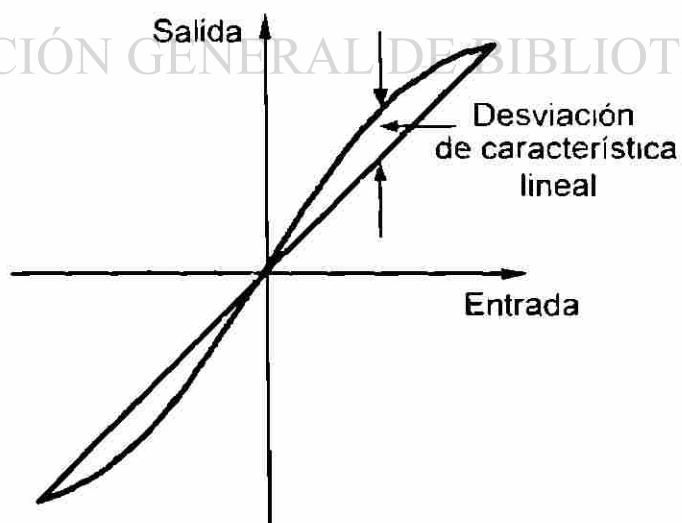


Figura 8.1 Error de linealidad.

Como se muestra en la figura 8.1, la linealidad se define como la desviación observada entre la respuesta entrada/salida real y la respuesta lineal definida por los puntos terminal. Dado que es un error fijo y por lo tanto clasificado como corrimiento, se puede cuantificar y compensar. La compensación se puede lograr mediante el uso de un polinomio.

8.2.1.3 Histéresis.

La histéresis se caracteriza por el hecho de que la salida del dispositivo, ante una entrada dada, varía con relación a la dirección de llegada (figura 8.2) y la magnitud de su cambio. Generalmente la histéresis se clasifica como error aleatorio y generalmente no se compensa.

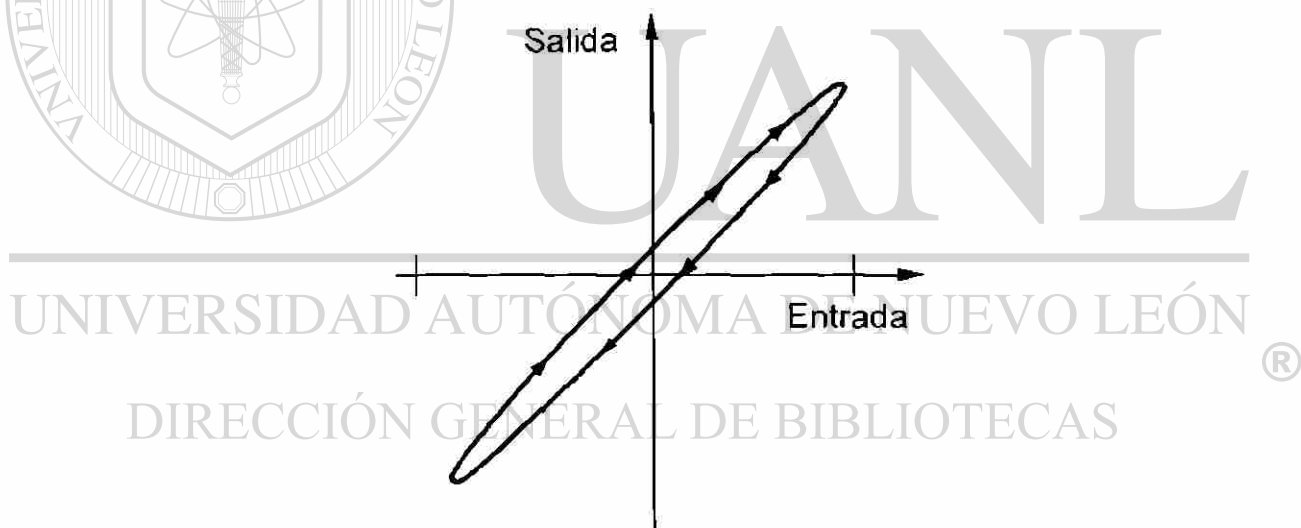


Figura 8.2 Error de histéresis.

8.2.1.4 Repetibilidad.

La repetibilidad se presenta como la variación en la salida al aplicar una entrada igual repetidamente. Esto se considera como un error aleatorio.

8.2.1.5 Estabilidad térmica.

Cuando un dispositivo esta sujeto a un cambio de temperatura, pueden variar tanto el desplazamiento (offset) como su sensibilidad. Ambos errores se consideran como aleatorios.

8.2.2 Errores de acondicionamiento de señal.

El acondicionador de señal utilizado depende de los requerimientos del sensor. Aquí solamente consideramos sensores pasivos, así los errores estarán relacionados con excitación y supresión. Los principales errores se atribuyen a variaciones en la fuente de poder e incluyen ondulación (rizado o ripple), estabilidad y regulación. Cada uno de estos errores es considerado como aleatorio.

Se puede lograr supresión ya sea por inserción de voltaje o balance resistivo. Si se utiliza la técnica de inserción de voltaje, deberán considerarse importantes los parámetros de ondulación (rizado), estabilidad y regulación de la fuente de voltaje de supresión.

Si se utiliza la técnica de balance resistivo, tiene que considerarse el error de no linealidad introducido por las resistencias (potenciómetro de balance en conjunto con la resistencia en serie).

8.2.3 Errores del amplificador.

Generalmente el amplificador es el primer dispositivo activo en la trayectoria de la señal y se utiliza para discriminar voltaje de modo común, compensar diferencias que pueden existir en potencial de cero, proveer amplificación para señales de bajo nivel y limitar el ancho de banda de la señal a través de filtros. Los errores asociados con cada una de estas funciones se describen en las siguientes secciones.

8.2.3.1 Voltaje de modo común.

La medida de la capacidad de un amplificador diferencial para discriminar voltajes comunes a ambas líneas de entrada se presenta en las especificaciones del fabricante como Razón de Rechazo de Modo Común (CMRR).

Esto normalmente se define, para amplificadores, como la razón de la ganancia de señal a la razón de la señal de modo normal que aparece en la salida (esto es, entre las dos terminales de salida) al voltaje de entrada de modo común. Esto se puede representar como:

$$\text{CMRR} = \text{Ganancia} / (\hat{e}_{\text{VMC}} / e_{\text{VMC}}) \quad (8.4)$$

Donde \hat{e}_{VMC} es el voltaje de modo normal que aparece en la salida como resultado del voltaje de modo común e_{VMC} en la entrada. Frecuentemente se expresa en términos de dB (decibeles) utilizando la siguiente relación:

$$\text{CMRR, dB} = 20 \log (\text{CMRR}) \quad (8.5)$$

Si podemos medir o estimar el VMC, podemos cuantificar el error utilizando la siguiente relación:

$$\hat{e}_{\text{VMC}} = (G) (e_{\text{VMC}}) / \log^{-1} (\text{CMRR, dB}/20) \quad (8.6)$$

Es importante indicar que como los errores atribuibles a voltajes de modo común a menudo se relacionan con las diferencias de potencial a tierra, frecuentemente se ignoran. En aplicaciones de medidores de esfuerzo con una fuente de poder aterrizada, existe un voltaje de modo común de aproximadamente la mitad de la excitación. Este tipo de desplazamiento constante se clasifica como error de corrimiento y se puede compensar.

8.2.3.2 Modo normal.

Las diferencias en potencial cero (tierra o común) pueden generar voltajes de modo normal si las líneas de la señal no están balanceadas. Este error se presenta como una diferencia en voltaje entre las terminales de entrada del amplificador y por lo tanto no se pueden distinguir de una señal de entrada real. Debido a la variabilidad de este error, se le clasifica como un error aleatorio.

8.2.3.3 Amplificación.

Las especificaciones de desempeño estático para amplificadores típicamente incluyen linealidad, precisión de ganancia y coeficiente de temperatura. Como se mencionó, la linealidad se considera como error de corrimiento.

La precisión de ganancia se define como la desviación de la ganancia nominal. Como se muestra en la figura 8.3, este error es constante a un voltaje de entrada específico. Así, la precisión de ganancia se clasifica como un error de corrimiento.

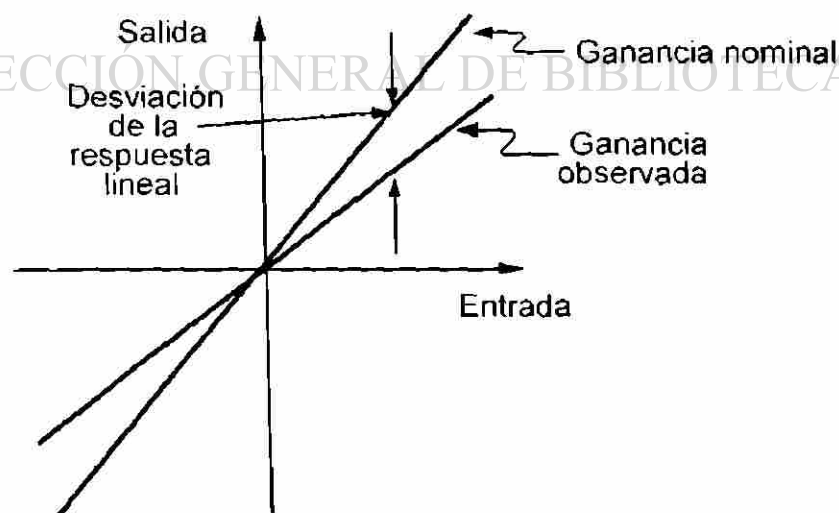


Figura 8.3 Error de precisión de ganancia.

La precisión de ganancia, desfase y linealidad de un dispositivo se ven afectados por variaciones en la temperatura ambiente. Las especificaciones generalmente se expresan en términos de partes por millón (ppm) de plena escala por grado Centígrado.

Así, si un dispositivo que tiene un coeficiente de temperatura (Cotemp) con ganancia de $\pm 20^\circ \text{ ppm / }^\circ\text{C}$ está sujeto a variaciones de $\pm 5^\circ \text{ C}$ de su temperatura media, entonces el cambio resultante en la ganancia expresado en porcentaje de plena escala es:

$$\begin{aligned} \text{Cambio en ganancia, \%} &= (\text{Cotemp})(\text{Cambio Temp.})(100) \quad (8.7) \\ &= (\pm 20 \text{ ppm / }^\circ\text{C})(5^\circ\text{C})(100) \\ &= \pm 0.01 \% \end{aligned}$$

Debido a la variabilidad de los errores atribuibles ante cambios en la temperatura ambiente, se les clasifica como errores aleatorios. En este caso, cuando se calculan los efectos, se está expresando el cambio máximo esperado.

8.2.3.4 Filtrado.

El propósito primordial del filtrado es limitar el ancho de banda para reducir errores asociados con el muestreo. El filtro introduce tanto errores estáticos como dinámicos. Los errores estáticos se restringen generalmente a errores relacionados con ganancia tales como precisión de ganancia, linealidad y errores inducidos térmicamente tales como desplazamiento y ganancia

8.2.4 Multiplexado y conversión.

Los errores estáticos asociados con el multiplexado generalmente se restringen a interferencia del canal adyacente (cruce de señales) y precisión de transferencia (errores relacionados con ganancia) El cruce de señales se clasifica como error aleatorio.

Los errores estáticos asociados con la conversión de analógico a digital muestra errores relacionados con la ganancia (si el convertidor incluye, ya sea un amplificador de ganancia programable PGA o un circuito de muestreo y retención de señal), así como el error de cuantización atribuible a la conversión.

La cuantización se clasifica como un error aleatorio igual a $\pm 1/2$ LSB, donde LSB es el valor del bit menos significativo. Por definición, los extremos de este error aleatorio son $\pm 1/2$ LSB.

8.2.5 Reducción de datos y análisis.

Otras fuentes de error (que a menudo se ignoran) son la reducción de datos y análisis. Así, aún cuando se presta especial atención al error atribuible a redondeo y truncamiento (especialmente para parámetros que requieren cálculos de doble precisión), los errores más significativos son los de corrimientos grandes desconocidos. Estos errores son aquellos causados por malas prácticas de operación y una falta de atención a los detalles de implementación por el ingeniero del sistema.

Así, por ejemplo, los diseñadores pueden tomar una decisión sin estar conscientes de las consecuencias de utilizar una sola muestra para caracterizar una medición que tiene una variación de amplitud con el tiempo, o el usar polinomios de interpolación no estándares para termopares

8.3 Modelos de error.

Los modelos de error ofrecen un apoyo sistemático al establecer el error del sistema, donde un sistema es la integración de equipo de diferentes fabricantes.

Esencialmente, un modelo de error es un plan estructurado de los diferentes componentes del sistema (incluyendo el sensor) que se requieren para realizar una medición. Una vez establecido el arreglo de los componentes y seleccionado el equipo, se puede determinar el desempeño compuesto

analizando las especificaciones de los diferentes fabricantes. Como algunas especificaciones están en términos de nivel estático, es importante que se seleccionen las ganancias y se calculen todos los errores en este nivel.

Primeramente se identifican los errores para cada componente del sistema y luego se clasifican como corrimiento o precisión. Estos errores elementales luego se combinan usando la técnica de la raíz de la suma de los cuadrados para producir los errores de precisión y corrimiento del componente. Los diferentes errores de precisión y corrimiento de los componentes del sistema a su vez se asocian para establecer la precisión y corrimiento total del sistema y así la incertidumbre de medición.

Dependiendo de la medición que se vaya a hacer, se pudieran requerir diferentes tipos de modelos de error para un sistema multicanal. En esta forma se pudiera requerir desarrollar varios modelos de error para representar diversas mediciones a realizar. Para ilustrar esta técnica, en las siguientes secciones se presentan modelos de error para medición de voltajes analógicos, temperatura (tanto con termopares como RTD's) y con sensores medidores de esfuerzo.

8.3.1 Modelo de error para mediciones de voltaje analógico.

El modelo de error estático de voltaje analógico es el más sencillo, dado que se requiere menos equipo. Para que este completo cada componente, con la excepción del sensor y el ADC, asuma que tiene una etapa de ganancia y, por lo tanto, mostrará errores relacionados con la ganancia.

Adicionalmente, cada componente mostrará errores atribuibles a cambios de temperatura ambiente y ruido. Aún y cuando el filtro y el circuito de muestreo y retención afectan más el desempeño dinámico que el estático, estos se han incluido para mostrar el sistema completo.

Los errores atribuibles a voltaje de modo común (VMC) son parte de los errores del amplificador diferencial, estos incluyen el de corrimiento \hat{e}_{vmc}

atribuible a las características inherentes al CMRR del amplificador diferencial y el de precisión de modo normal atribuible al VMC en conjunción con el desbalance en la línea de señal. Si $\hat{\epsilon}_{vmc}$ no es constante, este error debe clasificarse como aleatorio y no como error de corrimiento. Posteriormente se incluirán los errores relacionados con el VMC con los de los otros componentes del sistema.

Para cuantificar los errores, es necesario primeramente hacer lo siguiente:

1.- Definir niveles de señal. Se debe definir primeramente el rango de salida del sensor así como el punto que será analizado. Teniendo esto, se seleccionan simultáneamente las ganancias tanto del amplificador diferencial como del PGA, esto con el propósito de cubrir el rango completo del sensor y maximizar la resolución del ADC.

2.- Cuantificar el máximo cambio de temperatura ambiente para cada componente. Esto se usa, en conjunción con las especificaciones de desempeño térmico de cada componente, para establecer la variación máxima que se puede esperar.

3.- Cuantificar VMC. Esto se utiliza en conjunción con el CMRR del amplificador para establecer el error fijo de desfaseamiento

4.- Cuantificar desbalance de línea. Esto se utiliza en conjunción con el VMC para determinar el error de modo normal.

Siguiendo este proceso, se analizan las especificaciones del fabricante para cada componente del sistema y en esta forma establecer los errores individuales. Hay que ser especialmente cuidadosos al revisar las hojas de especificaciones del fabricante, pues frecuentemente se agrupan varias especificaciones de error o no se reportan.

8.3.2 Modelo de error para mediciones de temperatura utilizando termopares.

Los termopares son dispositivos de medición diferencial, esto es, la FEM generada es función de la diferencia de temperatura entre la temperatura sensada desconocida y la junta de referencia. Existen varias áreas relacionadas con la precisión:

Primeramente, existe una diferencia en la característica FEM-temperatura entre el alambre de termopar fabricado y los estándares publicados por el Buró Nacional de Estándares. Esto es consecuencia tanto de la pureza como de la homogeneidad del material utilizado. La tabla 8.1 lista estos errores para varios termopares estándar, estos errores son errores de corrimiento.

Materiales del termopar	Tipo ISA	Rango TEMP.° C	Errores Estándar
Cobre/Constantan	T	-184 a -101	--
		-101 a -59	± 2% Rdg
		-59 a 93	± 0.83 °C
		93 a 371	± 0.75% Rdg
Hierro/Constantan	J	0 a 277	± 2.22 °C
		277 a 760	± 0.75 % Rdg
Cromel/Constantan	E	0 a 315	± 1.7° C
		315 a 871	± 0.5% Rdg
Cromel/Alumel	K	0 a 277	± 2.22° C
		277 a 1260	± 0.75% Rdg
Platino-30% Rodio/Platino	B	871 a 1704	± 0.5% Rdg

Tabla 8.1 Errores típicos publicados para termopares.

Segundo, hay errores asociados con la medición del voltaje analógico. Las señales son de bajo nivel (menos de 100 mV). Como el rango de entrada del ADC es típicamente $\pm 5V$ o $\pm 10V$, las señales de bajo nivel del termopar deben ser amplificadas para maximizar la resolución de la medición.

Las ganancias se seleccionan basándose en el rango del termopar y la plena escala de entrada del ADC y se utilizan para calcular los errores asociados con la medición de este voltaje.

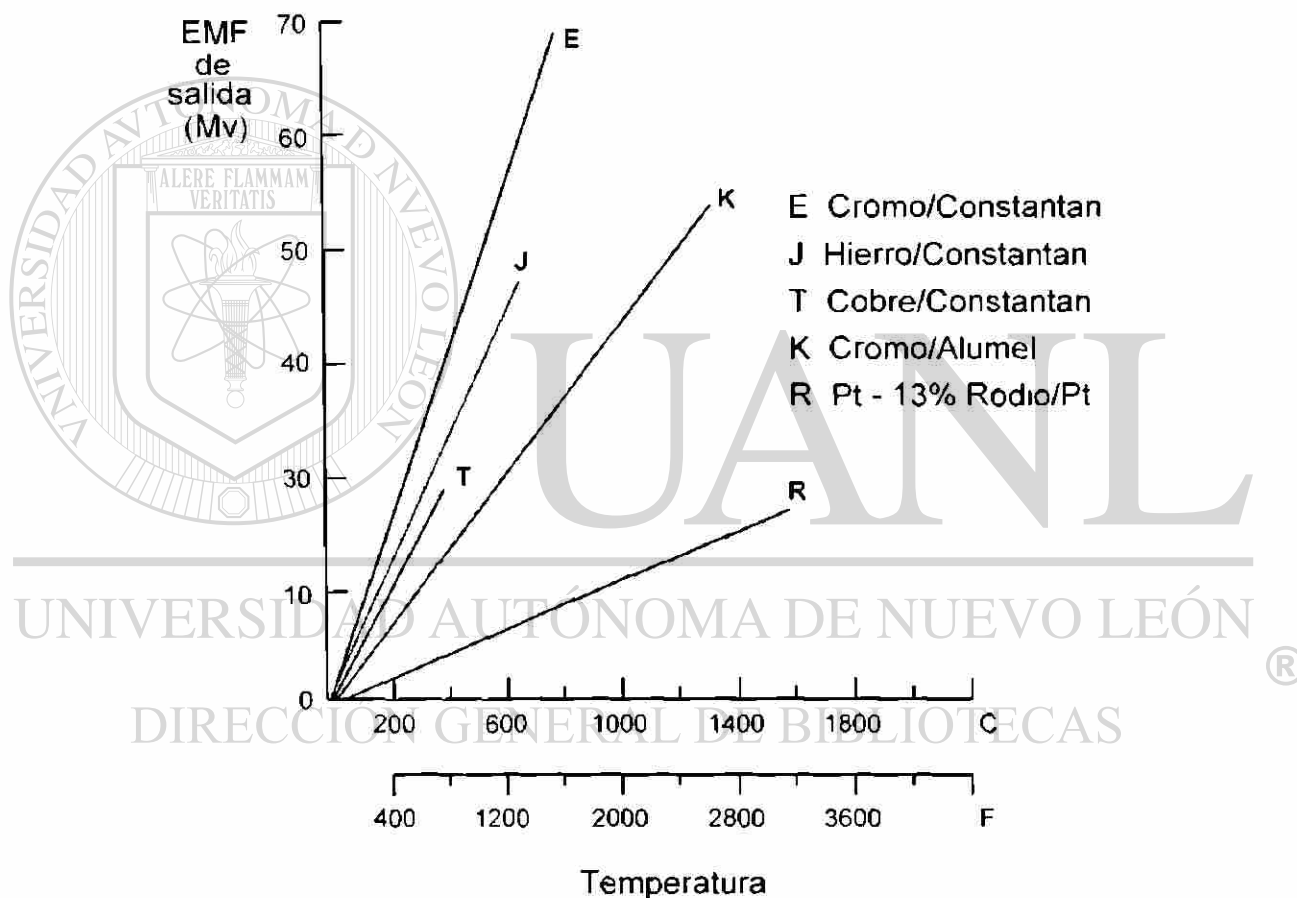


Figura 8.4 Curvas de FEM vs temperatura para termopares (0°C ref).

Tercero, hay un error asociado con la junta de referencia. Debido a que los termopares son dispositivos diferenciales, se requiere una junta de referencia.

Las juntas de referencia de temperatura pueden ser juntas de temperatura ambiente o juntas de temperatura constante. Si se utiliza una junta de temperatura ambiente, la temperatura debe de medirse en forma precisa. Esto normalmente se logra utilizando un RTD. Así, existen errores asociados con la medición de la temperatura de la junta utilizando un RTD.

Si en vez de la junta de temperatura ambiente se utiliza una junta de temperatura constante, hay errores asociados con el mantener esta temperatura constante. Existirá oscilación (ciclado) en la temperatura como resultado de la acción regulatoria del controlador de temperatura de la junta.

Independientemente del tipo de junta, el error total de medición es la raíz de la suma de los cuadrados del error de medición del voltaje analógico y el error asociado con, ya sea el medir la temperatura de la junta, o mantener esa temperatura constante.

Finalmente, existe un error asociado en convertir la medición del voltaje analógico en temperatura. Tradicionalmente se utilizan las tablas de FEM vs temperatura, que han sido publicadas por el Buró Nacional de Estándares, para convertir la medición de FEM a temperatura. Como las tablas son grandes y requieren interpolación, se han desarrollado y utilizado polinomios de varios tipos. Estos típicamente producen errores menores a $\pm 0.2^\circ \text{C}$.

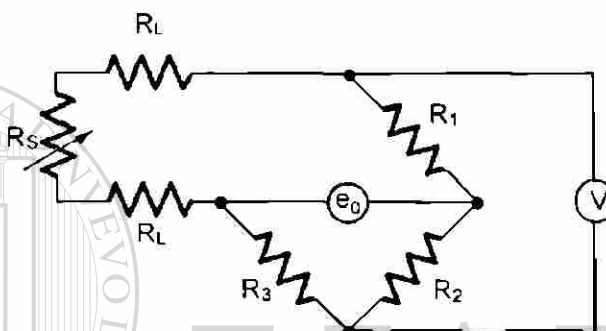
8.3.3 Modelo de error para medición de temperatura usando RTDs.

Los detectores de temperatura por resistencia (RTD) se utilizan frecuentemente en aplicaciones donde se requiere una medición más precisa que la que se puede lograr utilizando termopares. Los RTD operan bajo el principio de que la temperatura afecta la resistencia eléctrica de un metal.

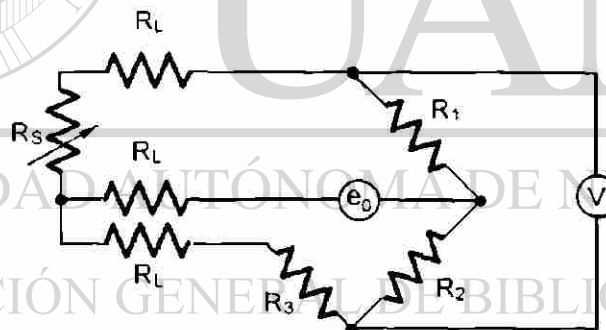
Así, si para un material dado se pueden determinar las características de resistencia vs temperatura y se puede desarrollar un medio para medir los cambios en la resistencia, entonces, a través de él se podrá medir temperatura

Aún y cuando los RTD se consideran resistencias variables, y por lo tanto sólo tienen dos líneas, a menudo se proveen en configuraciones de dos, tres ó cuatro líneas (figura 8.5).

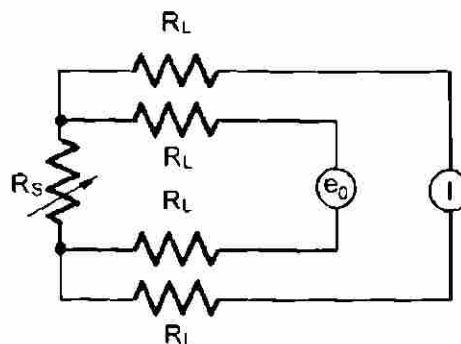
Como se muestra, tanto la configuración de dos como la de tres líneas se conectan normalmente como puentes de Wheatstone con un voltaje de excitación constante. La configuración de cuatro líneas generalmente no se utiliza en un arreglo de puente; en este caso se aplica una corriente constante para excitar el sensor.



a. Configuración de 2 hilos



b. Configuración de 3 hilos



c. Configuración de 4 hilos

Figura 8.5 Configuraciones comunes del circuito con RTD.

Los errores asociados con los RTD incluyen aquellos por autocalentamiento, acondicionamiento de señal y medición de voltaje analógico. Para identificar y cuantificar los errores en configuraciones de dos y tres líneas se puede analizar la relación de voltaje de salida del sensor con los diferentes componentes. Para configuraciones de tres líneas, se puede utilizar la siguiente relación:

$$e_o = V \left[\frac{R + R_L}{R_s + 2R_L + R_3} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] \quad (8.8)$$

Donde R_1 , R_2 y R_3 son resistencias para completar el puente, R_L es la resistencia de línea, V es el voltaje de excitación y R_s es la resistencia del sensor. Usando la serie de Taylor podemos obtener:

$$\Delta e_o = \frac{\partial e_o}{\partial R_s} \Delta R_s + \frac{\partial e_o}{\partial R_L} \Delta R_L + \frac{\partial e_o}{\partial V} \Delta V + \frac{\partial e_o}{\partial R_1} \Delta R_1 + \frac{\partial e_o}{\partial R_2} \Delta R_2 + \frac{\partial e_o}{\partial R_3} \Delta R_3 + R \quad (8.9)$$

También interesa como cambia la salida (e_o) como resultado de los

cambios en el sensor RTD. Así,

$$\Delta e_o = \frac{-(R_3 + R_L) V}{(R_s + 2R_L + R_3)^2} \Delta R_s \quad (8.10)$$

Esta relación es no lineal. Este efecto de no linealidad se puede minimizar haciendo la resistencia R_3 mucho mayor que R_s (esto también es deseable para reducir el flujo de corriente a través del sensor y así minimizar efectos de calentamiento). Típicamente, si R_3 se escoge para que sea 100 veces mayor que R_s , el error de no linealidad es aproximadamente 0.1 por ciento.

Para evaluar los efectos de las fluctuaciones en la fuente de poder, podemos usar.

$$\Delta e_0 = \frac{\partial e_0}{\partial V} \Delta V \quad (8.11)$$

Donde:

$$\frac{\partial e_0}{\partial V} = \left[\frac{R_3 + R_L}{R_s + 2R_L + R_3} \quad \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] \quad (8.12)$$

Con esto tenemos un método para cuantificar los efectos de variaciones en la fuente de poder.

Los únicos errores de acondicionamiento de señal son aquellos atribuibles a variaciones en la fuente de poder (clasificados como errores aleatorios) y el error de no linealidad atribuible a la resistencia R_3 (clasificado como error de corrimiento).

Las ecuaciones 8.8 y 8.9 se pueden utilizar para cuantificar estos errores, así como para investigar los efectos de la resistencia de línea (clasificado como corrimiento) y las variaciones resultantes por cambios de temperatura en las resistencias para completar el puente (clasificados como errores aleatorios).

Ejemplo 8.1.

Definición del problema.

Sea un RTD de 100Ω configurado en modo de tres líneas con resistencias para completar el puente (como se muestra en la figura 8.6) determine los efectos que una resistencia de línea, R_L , de 1.6Ω (1.6Ω es la resistencia equivalente de 100 pies de alambre AWG 22), tendría sobre el voltaje medido, e_0 , si se utiliza un voltaje de excitación constante.

Solución.

Podemos hacer un simple análisis del circuito para determinar el cambio en el voltaje de salida e_0 con $R_L = 0$, y con $R_L = 1.6 \Omega$. Esta diferencia se

puede utilizar para establecer la diferencia porcentual en e_0 que es atribuible a la resistencia de línea R_L .

$$\text{Para } R_L = 0, \quad e_0 = 0.0198396 \text{ V}$$

$$\text{Para } R_L = 1.6 \Omega, \quad e_0 = 0.0178653 \text{ V}$$

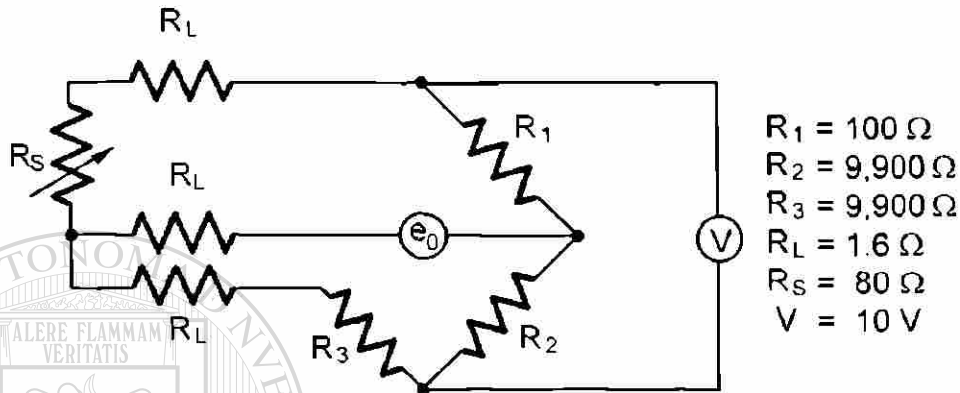


Figura 8.6 Efecto de resistencia de línea en medición de temperatura utilizando RTD's.

Así el error expresado en porcentaje de la lectura es

$$\text{Error, \%} = \frac{0.00197}{0.01984} \times 100 = 9.9 \%$$

Un método alternativo es utilizar la derivada parcial. Así,

$$\frac{\partial e_0}{\partial R_L} = \frac{(R_S - R_3)V}{(R_S + 2R_L + R_3)^2} = -986 \times 10^{-6}$$

El error que corresponde a una resistencia de línea 1.6Ω es:

$$\Delta e_0 = \frac{\partial e_0}{\partial R_L} \Delta R_L$$

$$\Delta e_0 = (-986 \times 10^{-6}) (1.6) = -0.00197 \text{ V}$$

Que es lo que se había determinado anteriormente

Nota: El error atribuible a la resistencia de línea es un error de corrimiento y se puede utilizar calibración para eliminarlo, asumiendo que la resistencia de línea se mantiene constante.

Ejemplo 8.2.

Definición del problema.

Considere que la resistencia de línea del ejemplo 8.1 está expuesta a un cambio de temperatura de 50° C y que el alambre tiene un coeficiente de temperatura de 4330 ppm / °C. Determine el error introducido en el voltaje medido e_o .

Solución.

El cambio en e_o atribuible al cambio en R_L es:

$$\Delta e_o = \frac{\partial e_o}{\partial R_L} \Delta R_L$$

Donde:

$$\frac{\partial e_o}{\partial R_L} = \frac{(R_s - R_3) V}{(R_s + 2R_L + R_3)^2}$$

y DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$\Delta R_L = (4330 \text{ ppm / } ^\circ\text{C}) (50^\circ\text{C}) (1.6 \Omega \cdot 10^{-6})$$

Utilizando los valores para R_2 , R_3 , y R_s del ejemplo 8.1, encontramos.

$$\frac{\partial e_o}{\partial R_L} = (-986 \times 10^{-6})$$

$$\Delta R_L = 0.3464 \Omega$$

Así,
$$\Delta e_o = -341.6 \times 10^{-6} \text{ V}$$

Expresado como porcentaje de error, tomando $e_o = 0.01984$ del ejemplo 8.1 tenemos:

$$\text{Error, \%} = \frac{-341.6 \times 10^{-6}}{0.01984} \times 100 = -1.7\%$$

Ejemplo 8.3.

Definición del problema.

Considere un RTD de 100Ω configurado en modo de tres líneas con una corriente de excitación constante (como se muestra en la figura 8.7), determine los efectos que la resistencia de línea de 1.6Ω tendría sobre el voltaje medido.

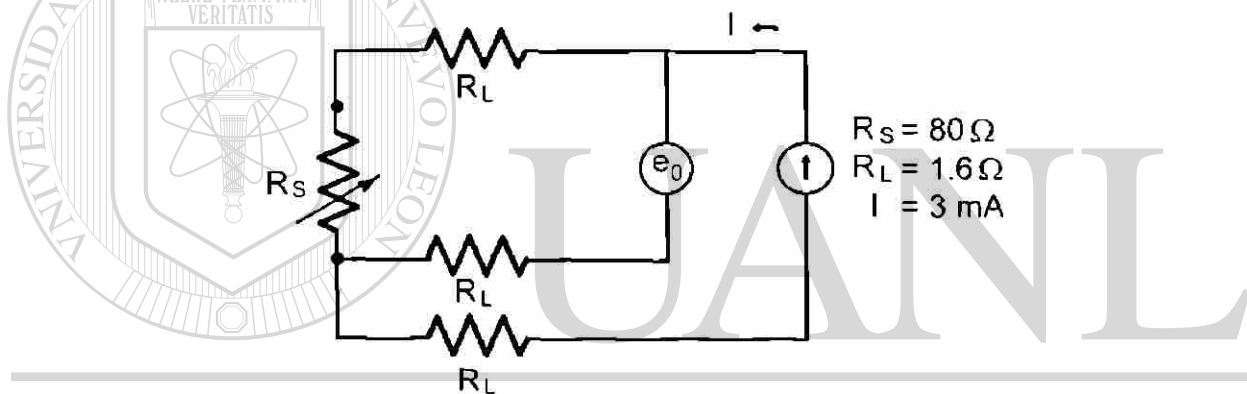


Figura 8.7 Efecto de resistencia de línea en medición de temperatura utilizando RTD's (caso de corriente de excitación constante).

Solución.

El efecto de R_L sobre e_0 se puede determinar como:

$$\Delta e_0 = \frac{\partial e_0}{\partial R_L} \Delta R_L$$

Donde:

$$e_0 = I (R_s + R_L)$$

y

$$\frac{\partial e_0}{\partial R_L} = IR_S$$

Así:

$$\Delta e_0 = (0.24) + I \Delta R_L$$

Para $\Delta R_L = 1.6$:

$$\Delta e_0 = 0.2448$$

El error expresado en porcentaje de e_0 es:

$$\text{Error} = \% = \frac{0.0048}{0.24} \times 100 = 2 \%$$

Este es un error fijo y puede ser eliminado con calibración.

Ejemplo 8.4.

Definición del problema.

Determine el efecto que la resistencia de línea R_L , tiene sobre una configuración de cuatro líneas de un RTD de 100Ω con corriente de excitación aplicada constante (figura 8.8).

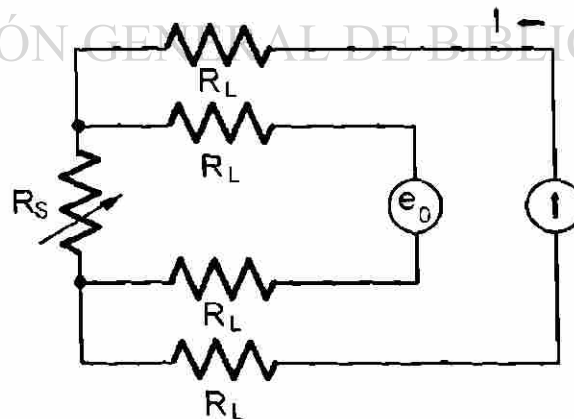


Figura 8.8 Efecto de resistencia de línea en medición de temperatura utilizando RTD's (en configuración de 4 líneas).

Solución.

La salida, e_0 , se puede describir como:

$$e_0 = R_S I$$

Así, R_L no tiene ningún efecto sobre e_0 .

8.3.4 Modelo de error para mediciones de esfuerzo.

Fenómenos físicos como presión y fuerza utilizan técnicas de medición de esfuerzo para convertir su valor a magnitudes eléctricas.

Los medidores de esfuerzo son sensores pasivos y por lo tanto requieren excitación. Adicionalmente, el puente puede tener un desfase constante en medición cero a consecuencia de la degradación de los componentes

Para maximizar la resolución del sistema, es deseable suprimir este desfase. Esto se puede lograr ya sea insertando un voltaje igual de polaridad opuesta en serie con la línea de señal o aplicar resistencias distintas a las líneas activas del puente.

Los errores principales asociados con sensores medidores de esfuerzo son aquellos relacionados con acondicionamiento de señal, medición de voltaje de salida analógico y error de VMC inherente (asumiendo que se utiliza una fuente de excitación aterrizada).

En los errores de acondicionamiento de señal están las variaciones en la fuente de poder de excitación (clasificados como errores aleatorios) y errores relacionados con la supresión de desfase.

Si se utiliza la técnica de supresión con voltaje, entonces las variaciones en la fuente de poder de supresión son errores críticos. Estos generalmente se clasifican como errores aleatorios.

Si en vez de supresión con voltaje, se utiliza la técnica de balance resistivo, el error principal que resulta de aplicar resistencias a los brazos activos del puente es no linealidad (clasificado como corrimiento)

El error de VMC inherente es resultado de tener un VMC de aproximadamente la mitad de la excitación del puente presente en todo momento, este se clasifica como error de corrimiento.

Para evaluar los efectos de variaciones en la fuente de poder de excitación, se utiliza la siguiente técnica. La sensibilidad del medidor de esfuerzo generalmente se expresa en términos de voltaje de salida (e_0) por volt de excitación (por ejemplo, 3 mV/ V para plena escala). Si se aplica una excitación de E, la salida es:

$$e_0 = C E \quad (8.13)$$

Donde C es la sensibilidad a plena escala.

El efecto de un cambio en el voltaje de excitación (ΔE) es:

$$\Delta e_0 = \frac{\partial e_0}{\partial E} \Delta E \quad (8.14)$$

Donde:

$$\frac{\partial e_0}{\partial E} = C \quad (8.15)$$

Así,

$$\Delta e_0 = C \Delta E \quad (8.16)$$

En términos de porcentaje, tenemos:

$$\frac{\Delta e_0}{e_0} = \frac{C \Delta E}{e_0} \quad (8.17)$$

Substituyendo para e_0 :

$$\frac{\Delta e_0}{e_0} = \frac{C \Delta E}{C E} = \frac{\Delta E}{E} \quad (8.18)$$

Así, una variación porcentual en el voltaje de excitación produce un cambio porcentual equivalente en la sensibilidad del puente. De acuerdo a esto, si el voltaje de excitación cambia en ± 0.1 por ciento, esto es equivalente a un cambio de ± 0.1 por ciento en la salida del puente.

8.4 Sumario.

Los modelos de error estático presentados en esta sección proveen un método para cuantificar errores de medición basado en equipo seleccionado. Así, permite comparar directamente el desempeño de diferentes configuraciones.

Con esto se puede conocer cómo se combinan los errores y el desempeño global de los componentes para establecer un presupuesto de error de medición. Podemos establecer presupuestos considerando los diferentes tipos de mediciones que se harán utilizando un sistema multicanal, luego podemos determinar especificaciones para los componentes de medición.

En este tema se han tratado los errores estáticos de varias mediciones típicas analizando la relación del sensor con el sistema de datos. Se han cubierto técnicas simples de análisis que pueden ayudarnos a entender los errores, y aún para descubrir grandes corrimientos de potencial desconocidos tales como los causados por R_L para RTD's.

Los errores que se han tratado son errores estáticos. Existen otros que llamaremos dinámicos que se relacionan al proceso de muestreo. Este se trata en el siguiente tema.

9

FUNDAMENTOS DE MUESTREO

9.1 Introducción.

Uno de los problemas fundamentales en el diseño de un sistema de adquisición de datos discreto es determinar el número de muestras requerido para representar una señal continua cuya amplitud cambia en el tiempo. Como se obtiene un conjunto finito de muestras para representar una variable o señal continua, se pierde información en el proceso de muestreo. Esta pérdida puede distorsionar significativamente la interpretación de dicha información.

En consecuencia, la pregunta que se debe contestar es si los datos obtenidos mediante muestreo son o no suficientes para describir la variable continua. Una mala definición de las características de muestreo afectará la función del sistema de adquisición de datos introduciendo errores que pudieran ser, cuantitativamente, mucho más grandes que todos los demás errores del sistema.

En este capítulo se tratará la naturaleza de los errores de muestreo y se buscarán medios para minimizar sus magnitudes. Como veremos, estos errores nunca se eliminan completamente, el diseñador se verá confrontado con el problema, no de cómo eliminar estos errores, sino cómo administrar económicamente sus efectos.

La magnitud máxima permisible de los errores estará directamente relacionada con la aplicación de medición. Si, por ejemplo, nuestro interés en las señales a adquirir está restringido al dominio del tiempo, los errores que interesarán son solamente aquellos que afectan la amplitud

Esto es, nuestro problema puede ser con capturar los extremos de una señal de entrada (picos o mínimos), encontrar el valor medio, establecer la raíz media cuadrática (RMS) o realizar algún otro tipo de análisis simple en el tiempo.

Para este tipo de aplicaciones, que involucran solamente análisis en el dominio del tiempo, categorizaremos los errores que son atribuibles al muestreo (y que afectan la precisión de amplitud) como **Errores Tipo 1**.

Si el problema está relacionado con análisis en el dominio de la frecuencia, por supuesto que serán de nuestro interés los errores Tipo 1 asociados con amplitud, pero adicionalmente se tendrán que revisar aquellos relacionados con la representación de una señal continua mediante un conjunto de muestras finitas. En ese caso, el objetivo pudiera ser analizar una forma de onda compleja para determinar el contenido de frecuencias y la energía asociada con cada frecuencia. A los errores introducidos por el proceso de muestreo que afectan a la frecuencia se les llamará **Errores Tipo 2**.

Para cualquiera de estos dos tipos de error, existen varios puntos claves:

Primeramente, el proceso de cuantización toma un tiempo finito, dado que las entradas son señales dinámicas (cambian con el tiempo), se requiere revisar que tanto puede cambiar nuestra entrada durante este proceso de conversión. Como **segunda** prioridad, se necesita definir la frecuencia de muestreo; esto es, que tan a menudo necesitamos muestrear para asegurar que no se pierda información significativa.

9.2 El proceso de muestreo.

9.2.1 Introducción.

Considere que una función en el tiempo denotada por $f_1(t)$ es la entrada a un muestreador (figura 9.1). El muestreador actúa como un interruptor, que permite que su salida se iguale instantáneamente a la función $f_1(t)$ cuando se cierra el interruptor. Matemáticamente, podemos representar al muestreador con una función de transferencia cuyo valor numérico es uno en el instante en que se cierra el interruptor y cero en cualquier otro instante.

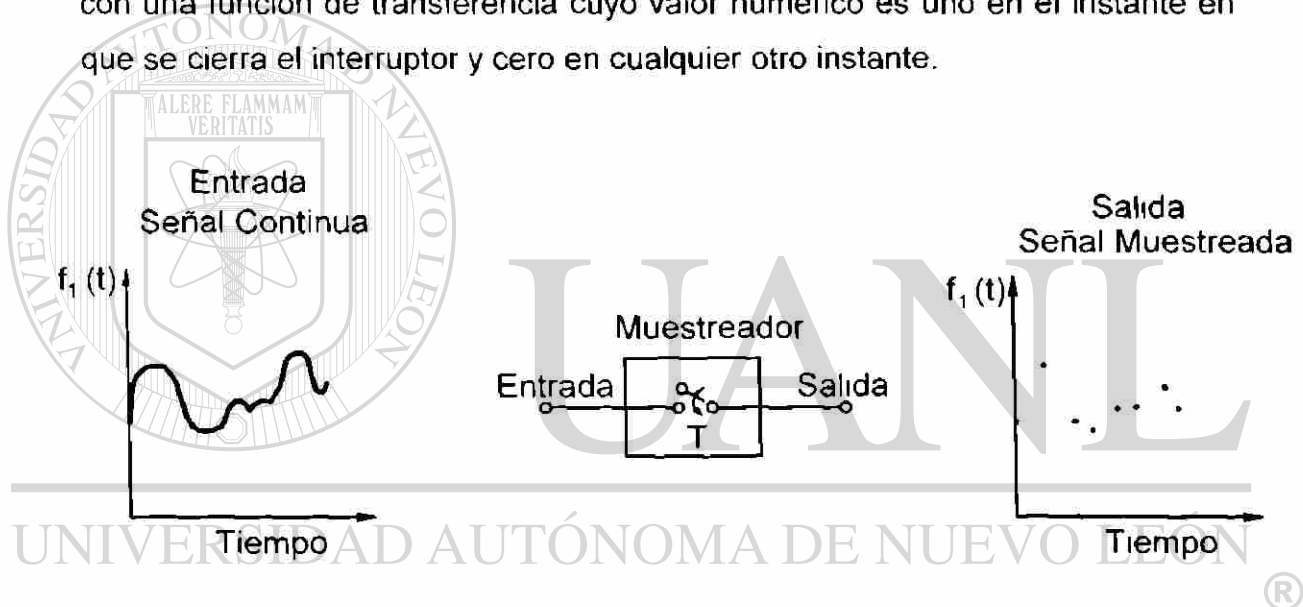


Figura 9.1 Diagrama simplificado del proceso de muestreo digital.

Si denotamos la función de transferencia del muestreador como $f_2(t)$, entonces.

$$f_2(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \quad (9.1)$$

Donde $\delta(t - nT)$ es un impulso unitario que ocurre en $t = nT$ y $f_2(t)$ consiste de un número infinito de impulsos con período T (figura 9.2).

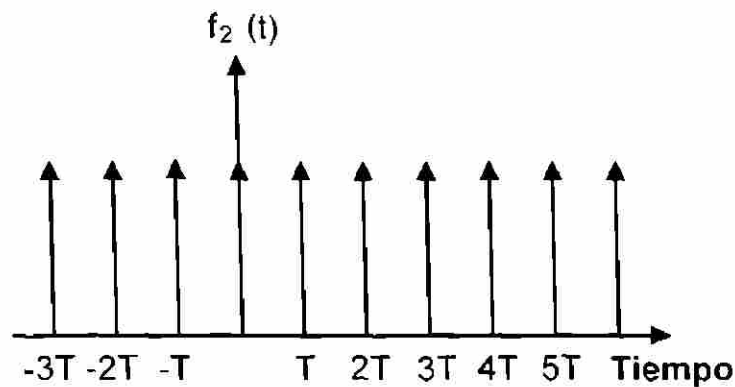


Figura 9.2 Número infinito de funciones de muestreo impulso.

Aplicando esta analogía para describir el proceso de muestreo digital, la salida del muestreador en el dominio del tiempo se puede considerar como el producto de $f_1(t)$ y $f_2(t)$. Esto es,

$$\text{Salida} = f_1(t) \cdot f_2(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f_1(t) \delta(t - nT) \quad (9.2)$$

La figura 9.1 muestra gráficamente la salida de un muestreador. Por supuesto, se ha perdido información en el proceso de muestreo dado a que ahora representamos una señal continua con un número finito de muestras. ¿Es significativa la información perdida? Para contestar esto, se requiere determinar si podemos o no reconstruir la función de entrada $f_1(t)$ a partir de este conjunto de muestras discretas.

La figura 9.3 muestra una forma sencilla de tener una visión del proceso de reconstrucción. Aquí una señal senoidal de 3 Hz ha sido muestreada cada 0.2 seg. Como resultado de esta frecuencia de muestreo de 5 Hz, aparece una señal extraña, como formada por señales senoidales de 2 y 8 Hz. Existen, de hecho, un número infinito de señales senoidales que pasan por los puntos muestreados.

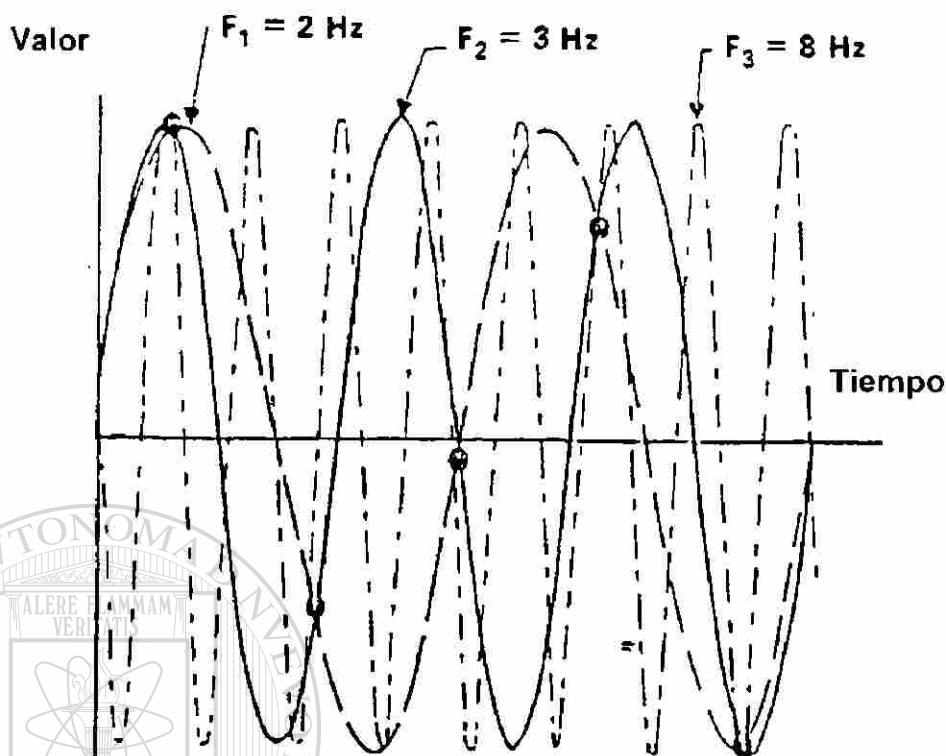


Figura 9.3 Señales equivalentes (alias) que tienen el mismo valor en los tiempos de muestreo.

Un estudio cuidadoso de esas señales equivalentes, que llamaremos "alias", indican que la señal de 2 Hz representa la diferencia entre la frecuencia de muestreo y la frecuencia de entrada senoidal, y que la señal de 8 Hz representa su suma. Con esto, intuitivamente pudiéramos sospechar que existe una relación entre la frecuencia de muestreo y la de la señal. Para establecer esta relación, se requiere considerar el proceso de muestreo en el dominio de la frecuencia.

9.2.2 Espectros.

Una función en el dominio del tiempo, denotada $f(t)$, puede ser transformada a una función del dominio de la frecuencia equivalente, $F(t)$, usando la transformada de Fourier.

La transformada de Fourier es una transformación integral de la forma.

$$F(f) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{j2\pi ft} dt \quad (9.3)$$

Donde "f" es frecuencia y "j" es la variable compleja igual a la raíz cuadrada de -1. La figura 9.4 ilustra algunas funciones comunes en el dominio del tiempo y sus transformaciones. Las gráficas de Frecuencia contra Amplitud se conocen como "gráficas de espectro". La figura 9.4a muestra una función senoidal en el dominio de la frecuencia como líneas verticales.

En la figura 9.4b se hace evidente la riqueza en armónicas de una onda con forma de pulso. La figura 9.4c ilustra la transformación de la función de muestreo impulso descrita anteriormente. La figura 9.4d presenta la apariencia general de una función aleatoria común, donde se observa que la amplitud disminuye al aumentar la frecuencia.

La función mostrada en la figura 9.4d es típica del tipo de entradas a sistemas de medición; esto es, la entrada es una forma de onda compleja que consiste en varias frecuencias con diferentes amplitudes. Como se muestra, la función tiene una representación única en el dominio de la frecuencia caracterizada por la presencia de energía en varias frecuencias discretas extendiéndose desde cero hasta f_c .

Debido a que esta función continua será representada por un número finito de muestras discretas en un sistema de adquisición de datos por computadora, nuestro interés inmediato es con las frecuencias correspondientes a esta función muestreada.

Tomando como base los datos presentados en la figura 9.3, sospechamos que la frecuencia de la función muestreada difiere de la mostrada en la figura 9.4d. Para lograr una mejor comprensión de esto se requiere examinar el producto de $f_1(t)$ y $f_2(t)$ en el dominio de la frecuencia.

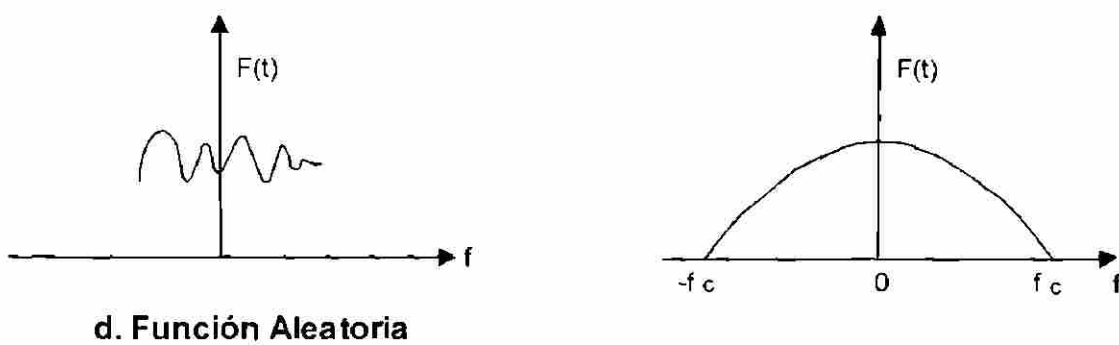
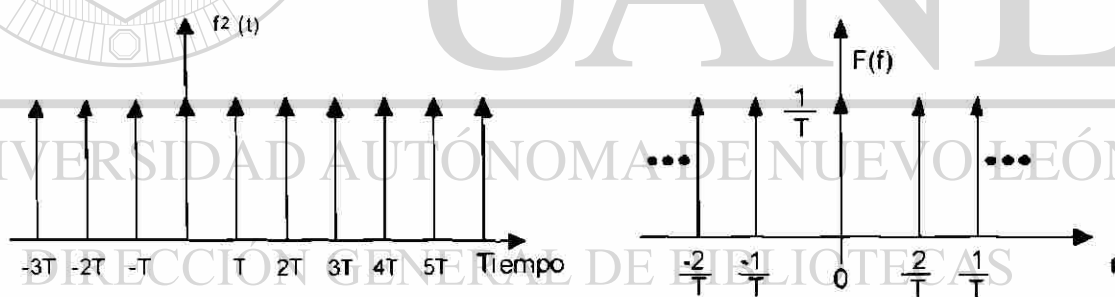
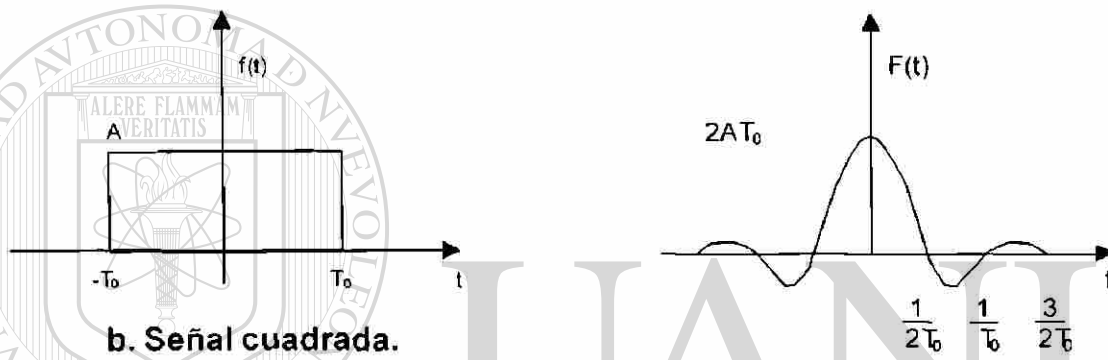
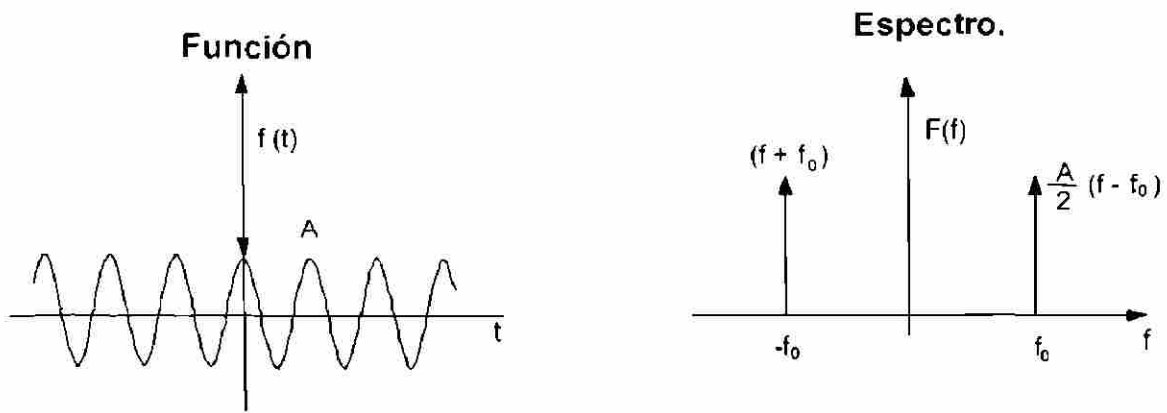


Figura 9.4 Funciones comunes en el dominio del tiempo y su espectro.

9.2.3 Convolución.

En el dominio del tiempo, la salida del muestreador es el producto de la función de entrada $f_1(t)$ y la función del muestreador $f_2(t)$. Si ambas funciones se transforman al dominio de la frecuencia, la operación de multiplicación equivalente es conocida como **convolución**. Esto es:

$$f_1(t) \cdot f_2(t) = F_1(f) * F_2(f) \quad (9.4)$$

Donde $F_1(f)$ es la transformada de $f_1(t)$ y el símbolo $*$ representa la operación de convolución. Si hacemos la convolución de F_1 y F_2 el resultado será la transformada de la salida del muestreador. Esta tendrá el contenido en frecuencia resultante del proceso de muestrear y proveerá mayor conocimiento sobre el fenómeno que referimos como "alias".

La convolución de F_1 y F_2 se expresa como:

$$F_1(f) * F_2(f) = \int_{-\infty}^{\infty} F_1(\lambda) F_2(f - \lambda) d\lambda$$

Debido a que λ es una variable compleja, la evaluación de la integral requiere la aplicación del teorema del residuo. Para nuestros propósitos, la interpretación gráfica del proceso de convolución es suficiente para ilustrar lo que ocurre en el proceso de muestreo.

9.2.4 Método gráfico para la convolución.

El procedimiento gráfico de la convolución consiste en cuatro operaciones:

- 1.- **Doblar F_2** : $F_2(-\lambda)$ es la imagen espejo de $F_2(\lambda)$
- 2.- **Desplazar F_2** : $F_2(\lambda)$ se mueve una cantidad igual a f dándonos $F_2(f - \lambda)$
- 3.- **Multiplicación**: La función desplazada $F_2(f - \lambda)$ se multiplica por $F_1(f)$
- 4.- **Integración**: Los resultados de los pasos 1 al 3 se suman de $-\infty$ a ∞ .

Para ilustrar este procedimiento, considere la figura 9.5 donde las funciones que se les aplica la convolución se muestran en las figuras 9.5a y 9.5b. Para facilidad en la interpretación gráfica, se han numerado los pulsos de la función F_2 y etiquetado las dos regiones de F_1 .

En la figura 9.5c, F_2 se ha doblado sobre sí misma y sobrepuesto en F_1 . En la figura 9.5d, F_2 se ha desplazado una cantidad igual a $f_s / 2$. Al hacer esto, el pulso número 3 queda fuera de la región "b" de F_1 . El producto y la suma se muestran en la figura 9.5d como la región sombreada.

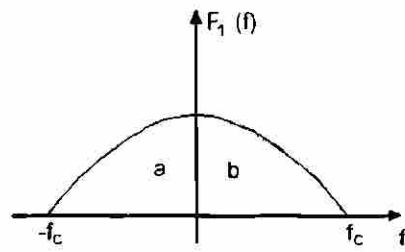
En la figura 9.5e, F_2 se ha desplazado una cantidad adicional igual a $f_s/2$. Durante este tiempo, el pulso 4 ha barrido la región "a" de F_1 creando una segunda región sombreada.

Continuando este proceso hasta el infinito obtenemos la convolución, donde se tiene el espectro original de F_1 alrededor del espectro de F_2 . Los lóbulos adyacentes infinitos (figura 9.5f) confirman la sospecha de que no existe una relación única entre los datos muestreados y la función sin muestrear.

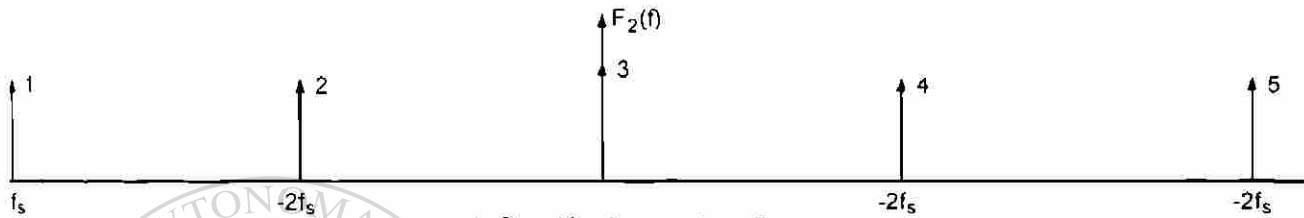
Si se selecciona f_s menor que $2f_c$, los lóbulos adyacentes se traslapan produciendo distorsión.

En la figura 9.6, ilustramos este fenómeno para las funciones anteriores. Las funciones F_1 y F_2 se muestran en las figuras 9.6a y 9.6b. Aquí, la razón de muestreo, f_s es $1.5 f_c$ en lugar de $2 f_c$. En la figura 9.6c se indica el resultado de la convolución. La distorsión se presenta en las áreas de intersección sombreadas.

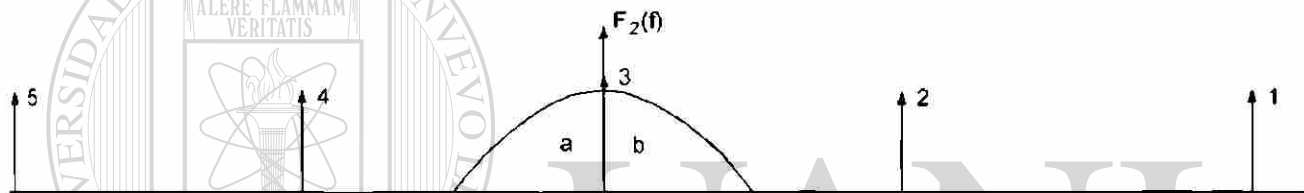
Basados en esto, podemos ver que existe una relación entre f_s y f_c . El teorema de muestreo de Nyquist establece que una señal muestreada puede ser reconstruida si la razón de muestreo es cuando menos dos veces su componente de frecuencia más alta. Por lo tanto, si $f_s \geq 2f_c$, no se presentará traslape.



a. Función de entrada F_1



b. Función de muestreo F_2



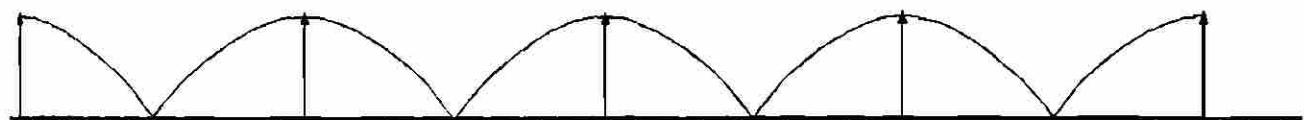
c. Función de muestreo F_2 doblada y traslapada con F_1



d. Función F_2 Desplazada $f_s/2$



e. Función F_2 Desplazada f_s



f. Número infinito de lóbulos

Figura 9.5 Convolución usando técnicas gráficas.

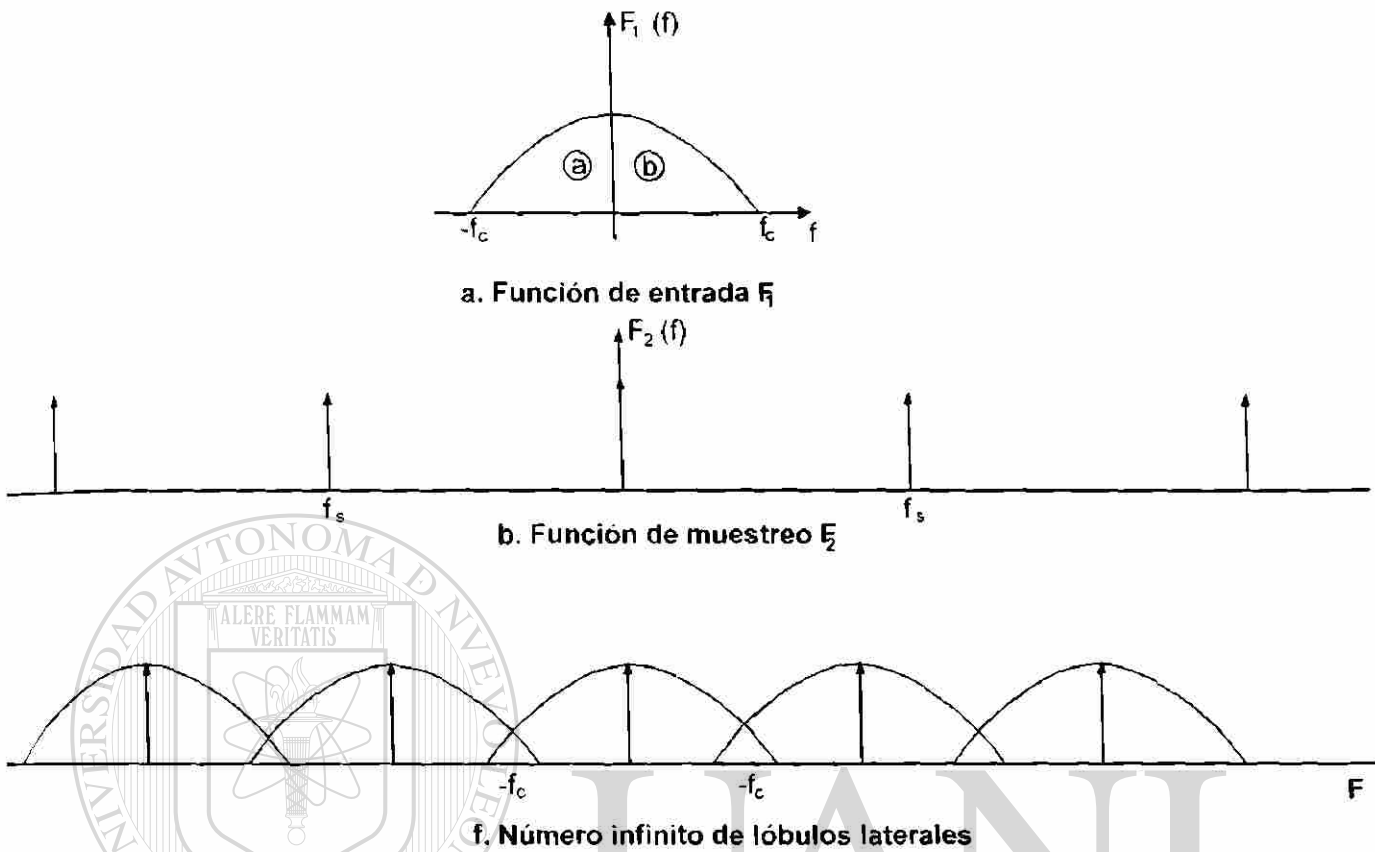


Figura 9.6 Distorsión resultante de una razón de muestreo inadecuada.

Los espectros correspondientes a una función obtenida mediante muestreos por impulso contienen un número infinito de lóbulos adyacentes.

Si el problema es el análisis de datos obtenidos mediante muestreos, se debe **primero** seleccionar una frecuencia de muestreo que sea cuando menos dos veces la frecuencia de corte, y **segundo**, se tienen que procesar los datos obtenidos por muestreo a través de un filtro "paso de banda" cuya ventana sea $-f_c < f < f_c$. Esto permitirá recuperar la información de frecuencia contenida en F_1 y asegura que no exista distorsión.

Hasta ahora se ha asumido muestreo mediante impulsos. Esto se hace frecuentemente al describir el proceso para facilitar su presentación. Sin embargo, en la práctica sabemos que convertir de analógico a digital requiere un tiempo finito, y por lo tanto los pulsos de muestreo tienen un ancho (duración) diferente a cero.

Así, la función de muestreo consiste en pulsos de amplitud τ repitiéndose con un período T . La transformada de Fourier de esta función de muestreo difiere de la que se muestra en la figura 9.5b en que la amplitud de los pulsos de muestreo no es constante sino disminuye con la frecuencia. La envolvente de amplitud se describe mediante la siguiente ecuación:

$$\text{Envolvente} = \frac{\tau \operatorname{sena}(\omega\tau / 2)}{T \omega\tau / 2} \quad (9.6)$$

El contenido en frecuencia de la señal muestreada resultante se asemeja a la mostrada en la figura 9.5f pero con cada lóbulo adyacente disminuido en amplitud.

9.3 Errores de muestreo tipo 1.

9.3.1 Intervalo de muestreo.

Los errores tipo 1 se definieron como aquellos, atribuibles al muestreo, que afectan la precisión de amplitud. Suponga que tenemos un sistema cuya entrada puede ser representada por una señal senoidal de la forma mostrada en la figura 9.7. La entrada del sistema se puede expresar como:

$$f(t) = F_0 + A \operatorname{sena}(\omega t) \quad (9.7)$$

Donde F_0 es el valor promedio, A es la amplitud pico de la señal senoidal y ω es la frecuencia angular.

Para esta entrada, considere que se tiene interés en detectar los extremos (valores máximo y mínimo). Como se va a representar una señal continua con un conjunto de muestras discretas, es poco probable que las muestras contengan estos valores extremos. El conjunto de muestras, sin embargo, sí tendrán extremos.

¿Qué error se introduciría si, por ejemplo, eligiéramos utilizar los valores extremos encontrados en el conjunto de datos obtenidos mediante muestreo para representar los extremos de la entrada? Esto es otra manera de

preguntar ¿Que tan rápido debemos muestrear la señal de entrada para asegurar que capturaremos los extremos dentro de cierta tolerancia?.

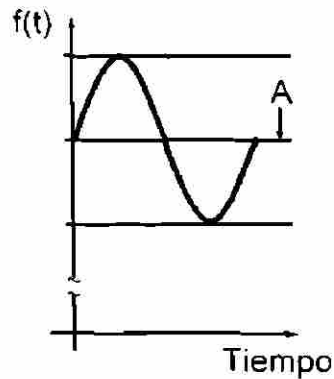


Figura 9.7 Señal de entrada senoidal.

Una forma de determinar la razón de muestreo es cuantificar el cambio de la función de entrada en función del tiempo. Como una primera aproximación, podemos hacerlo utilizando una simple expansión punto-pendiente, como se muestra en la figura 9.8.

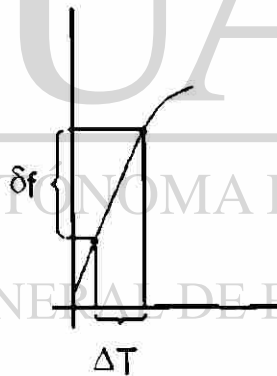


Figura 9.8 Expansión punto-pendiente.

El cambio de la función de entrada (denotado δf) que ocurre en un incremento de tiempo (denotado ΔT) se puede aproximar por:

$$\delta f = f'(t) \Delta T$$

Donde $f'(t)$ es la derivada y es igual a:

$$f'(t) = \frac{df(t)}{dt} = \frac{d}{dt} [F_0 + A \text{ seno}(at)] \quad (9.9)$$

$$f(t) = A \omega \coseno(\omega t)$$

Así, el cambio es:

$$\delta f = [A \omega \coseno(\omega t)] \Delta T \quad (9.10)$$

Como la magnitud de la función coseno no puede exceder la unidad, entonces,

$$\delta f \leq A \omega \Delta T \quad (9.11)$$

Si el objetivo es determinar un tiempo de muestreo ΔT que asegure que nuestras muestras nunca presenten un error mayor que δf , entonces podemos utilizar la expresión anterior para determinar ΔT .

Una forma de determinar la razón de muestreo basado en consideraciones de precisión de amplitud es calculando el cambio de amplitud, δf , que ocurre durante el tiempo de muestreo ΔT .

Para hacer esto tenemos que saber la frecuencia de la señal de entrada y la magnitud de estas variaciones. Con esta información y asumiendo que la entrada es senoidal, podemos determinar una frecuencia de muestreo que asegurará que el error de amplitud es menor que el error establecido.

Definir la razón de muestreo basado en el criterio de máximo error en amplitud genera una presión significativa en la razón de muestreo. Usando la ecuación 9.11, podemos determinar que si nuestro cambio permisible, δf , es del 1 % de la amplitud pico A , entonces la razón de muestreo requerida es 100ω . Aún y cuando este método no es razonable y para la mayoría de los casos impráctico, si indica claramente lo siguiente.

- **El criterio de muestreo de Nyquist de $2 f_s$ no es suficiente para describir una forma de onda.**
- **El número de muestras requeridas para definir una forma de onda depende de cómo se analizarán los datos (cuales pudieran ser los puntos de interés) tanto como de los criterios de precisión.**

9.3.2 Tiempo de apertura.

Existen dos puntos clave en el teorema de muestreo: **Primero**, la señal debe de ser limitada en banda, y **segundo**, la señal debe de ser muestreada por impulso. Ambos puntos presentan problemas prácticos difíciles. Como se ha visto, una falta de limitación en el ancho de banda introduce distorsión como consecuencia del traslape en frecuencia.

Esto se puede minimizar utilizando un filtro antes del muestreador (denominado filtro antialias) con características de corte brusco, en conjunción con la selección de una razón de muestreo cuando menos dos veces más alta al ancho de banda efectivo de la señal. **La segunda consideración** es debida al hecho de que los muestreadores no son ideales; esto es, se requiere un tiempo finito para muestrear la señal (figura 9.9) y por lo tanto la señal no es muestreada en forma de impulso.

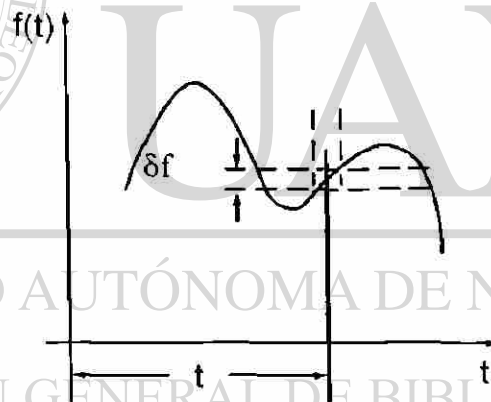


Figura 9.9 Efecto de un tiempo finito de conversión (apertura) en la precisión de amplitud.

Como la entrada esta cambiando constantemente, nuestra inquietud es ver cómo este tiempo de conversión afecta la precisión de amplitud. La siguiente técnica se puede utilizar para determinar el tiempo de apertura: Para entradas senoidales, el cambio durante el tiempo $\Delta\tau$ se puede aproximar (utilizando la ecuación 9.10) como:

$$\delta f = [A \omega \text{ coseno } (\omega t)] \Delta\tau$$

Seleccionando el peor caso (los puntos donde la función δf es máxima), aplicamos la técnica max-min. La función δf , esta en un extremo cuando la primer derivada, $\delta f'$, es cero, así

$$\delta f' = [- (\omega) A \omega \text{ seno } (\omega t)] \Delta \tau = 0 \quad (9.12)$$

Esto se cumple cuando $\text{seno}(\omega t) = 0$. Por lo tanto, la función estará en un extremo cuando $\omega t = 0, \pi, 2\pi, \dots, n\pi$. Para estos valores de ωt , el valor absoluto de coseno (ωt) es 1. Por lo tanto,

$$\delta f = A \omega \Delta \tau$$

Que es lo que se había determinado anteriormente.

Esta última expresión se utilizará para definir un límite superior para $\Delta \tau$. Para hacer esto, tenemos que establecer un valor aceptable de lo que la función puede cambiar. Una forma de hacerlo es especificar que el cambio debe de ser menor o igual a la resolución del convertidor.

Por lo tanto, si estamos usando un convertidor de "n" bits (excluyendo el signo) cuya plena escala de entrada es B, podemos establecer el tiempo de conversión $\Delta \tau$ como:

$$\Delta \tau = \frac{\text{Resolución del convertidor, V}}{A \omega} \quad (9.13)$$

$$\Delta \tau = \frac{B}{A \omega 2^n}$$

9.4 Errores de muestreo tipo 2.

9.4.1 Concepto de distorsión en frecuencia.

Sabemos que la precisión en amplitud es importante, sin embargo, frecuentemente el interés está en analizar alguna función en el tiempo para determinar su contenido de frecuencia, esto para obtener el nivel de energía en cada frecuencia discreta.

Un muestreo inadecuado produce resultados erróneos y engañosos. Así, si no muestreamos con una razón suficientemente alta, podemos obtener resultados que indiquen que la función de entrada contiene energía en frecuencias no existentes. Además, pudiera desaparecer la energía de frecuencias reales.

Para mostrar esto, considere la forma de onda de la figura 9.10. Esta forma de onda está formada por la suma de tres señales senoidales diferentes, cada una con diferente amplitud. En este caso, el objetivo es establecer una razón de muestreo de tal forma que no existan errores de distorsión.

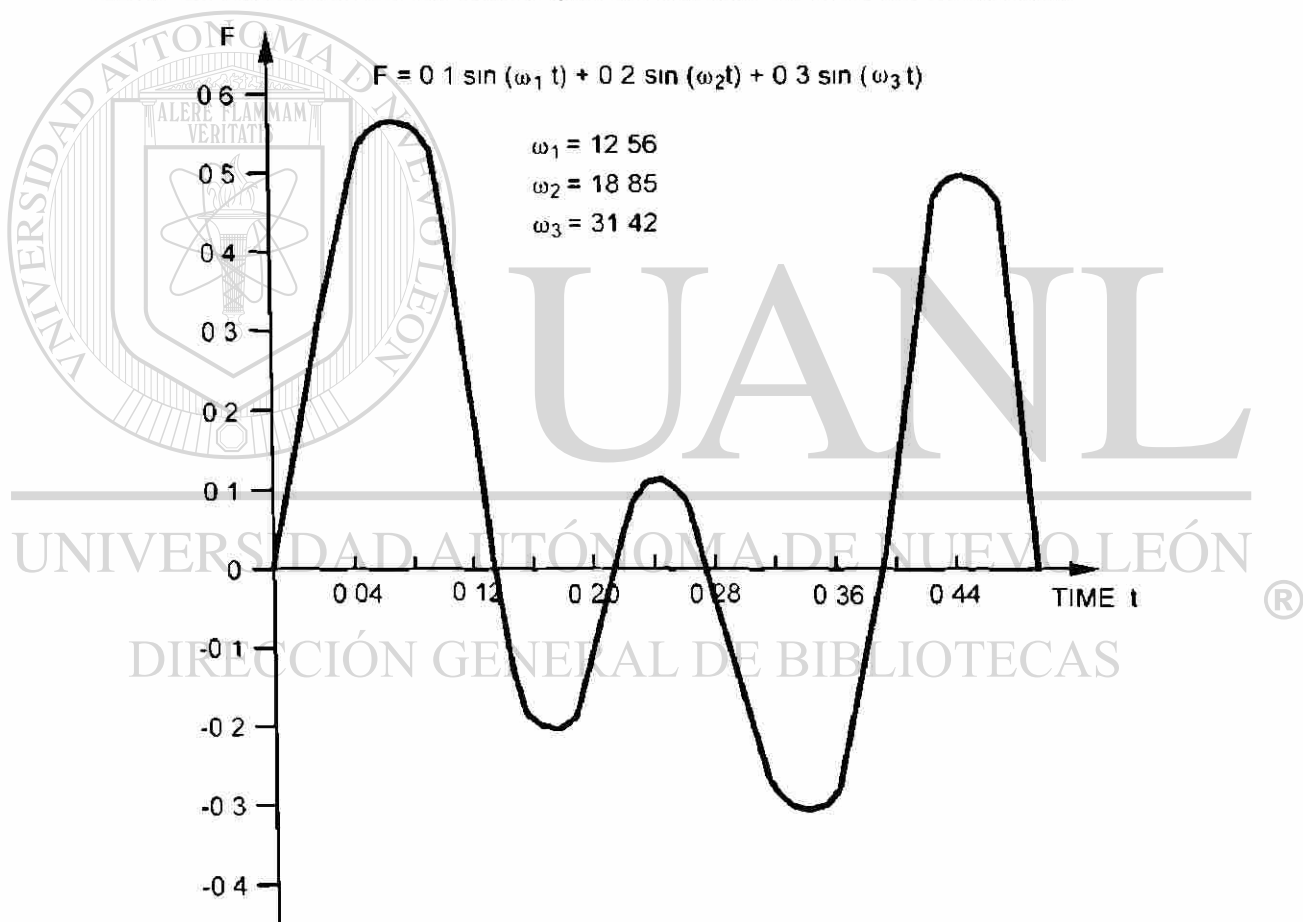


Figura 9.10 Forma de onda compleja de entrada.

Al obtener su transformada de Fourier, encontramos los espectros mostrados en la figura 9.11. Así, tenemos que no existe energía más allá de 5 Hz.

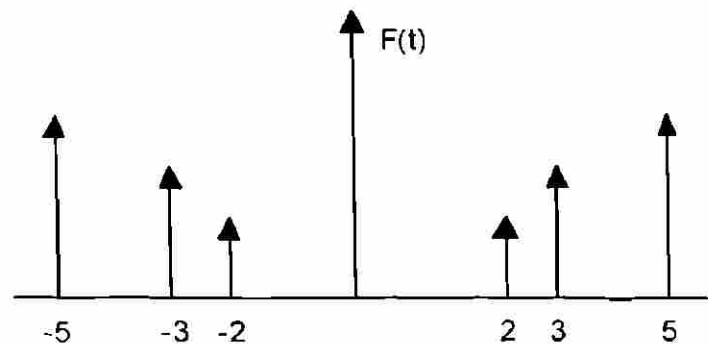


Figura 9.11 Espectros correspondientes a la figura 9.10.

La aplicación del teorema de muestreo de Nyquist para esta señal de banda limitada arroja una frecuencia de 10 Hz ($f_s = 2f_c$). La figura 9.12 presenta los espectros resultantes con lóbulos adyacentes infinitos. Cuando analicemos estos datos se aplicarán técnicas para excluir las frecuencias altas adicionales.

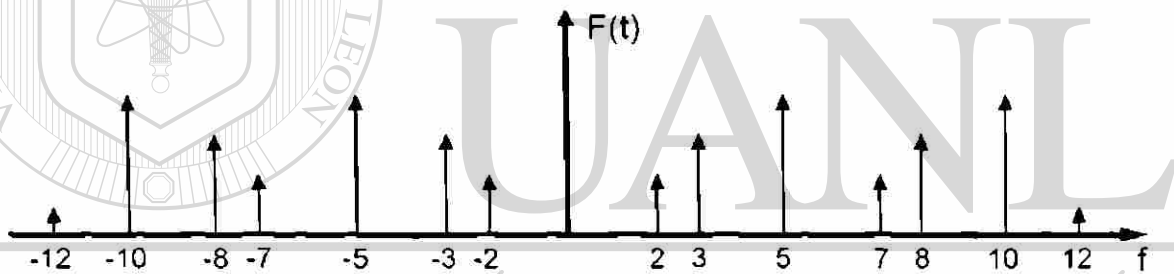


Figura 9.12 Espectros resultantes muestreados con lóbulos adyacentes infinitos.

Observe que para el rango de frecuencia de interés, podemos recuperar las amplitudes apropiadas en frecuencias de 2, 3, y 5 Hz.

Revisando este procedimiento, determinamos el contenido en frecuencia de la forma de onda (cuando menos la frecuencia más alta) y sobre esa base seleccionamos la frecuencia de muestreo. Generalmente no conocemos el contenido en frecuencias y por lo tanto no podemos determinar fácilmente la razón de muestreo.

Para mostrar esto, asuma que no conocemos el contenido en frecuencias de la forma de onda mostrada en la figura 9.10, y erróneamente

seleccionamos una razón de muestreo de 6 Hz. (Para este ejemplo hemos asumido, para facilidad de cálculo, que todas las frecuencias tiene la misma amplitud). La figura 9.13 presenta los espectros muestreados resultantes

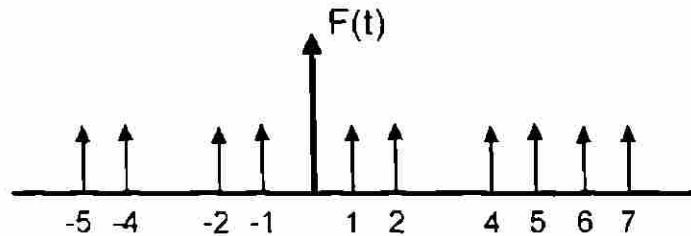


Figura 9.13 Espectro resultante al muestrear a una razón inadecuada, lo que resulta en distorsión.

Al comparar estos con los espectros mostrados en la figura 9.12 encontramos varias diferencias. Primero, la señal de 3 Hz ha desaparecido. Segundo, parece haber energía presente tanto en 1 como en 4 Hz. En el dominio del tiempo, esto significa que dos formas de onda complejas f_1 y f_2 definidas por las ecuaciones 9.14 y 9.15, son idénticas en los tiempos definidos por 6 Hz.

$$f_1(t) = \text{seno}(2 \cdot 2\pi \cdot t) + \text{seno}(3 \cdot 2\pi \cdot t) + \text{seno}(5 \cdot 2\pi \cdot t) \quad (9.14)$$

$$f_2(t) = \text{seno}(1 \cdot 2\pi \cdot t) + \text{seno}(2 \cdot 2\pi \cdot t) + \text{seno}(4 \cdot 2\pi \cdot t) + \text{seno}(5 \cdot 2\pi \cdot t) \quad (9.15)$$

Lo anterior muestra la distorsión que se puede introducir cuando se aplica un muestreo inadecuado. Desafortunadamente no hay manera de detectar o eliminar este tipo de errores a partir de los datos obtenidos por muestreo.

La solución está en seleccionar la razón de muestreo correcta, de acuerdo al teorema de muestreo, basado en el contenido de frecuencia de la señal de entrada.

9.4.2 Lóbulos adyacentes infinitos.

Los datos obtenidos por muestreo, en el dominio de la frecuencia, reproducirán la señal de entrada y un número infinito de lóbulos adyacentes.

Si se seleccionó adecuadamente la razón de muestreo f_s , en conjunto con la frecuencia de corte de la función de entrada f_c , entonces podemos determinar, a partir de los datos resultantes del muestreo, el contenido exacto de frecuencia de la señal de entrada y así no habrá distorsión. Para eliminar los lóbulos laterales simplemente se procesará el resultado del análisis en frecuencia mediante un filtro paso bajo implementado por software, cuya frecuencia de corte sea menor o igual a $f_s/2$. La figura 9.14 presenta este proceso.

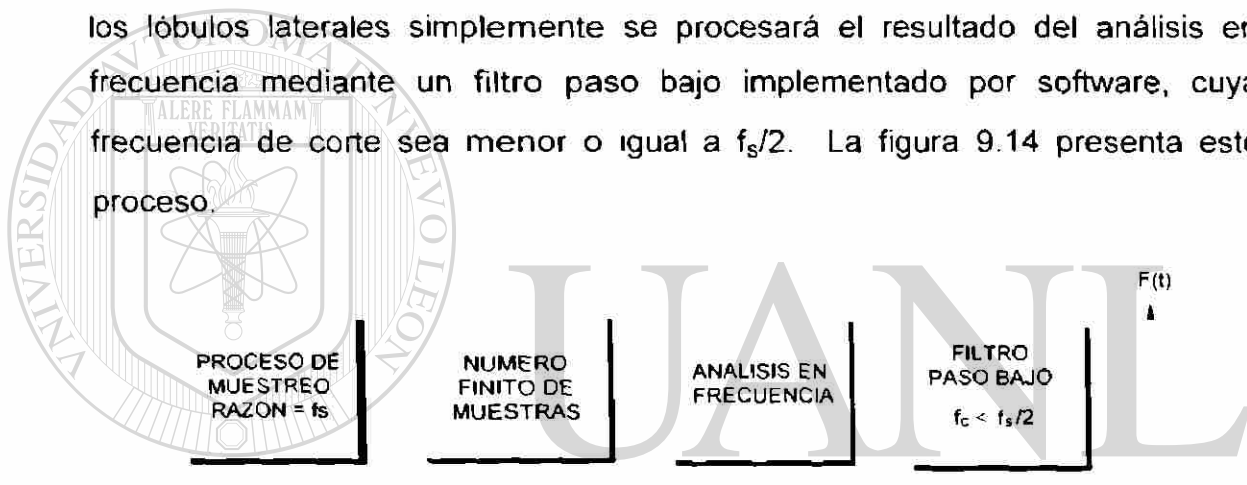


Figura 9.14 Filtrado paso bajo requerido para eliminar lóbulos adyacentes.

9.4.3 Consideraciones de la razón de caída del filtro.

Es necesario filtrar adecuadamente la señal de entrada antes del proceso de cuantización para asegurar que no se presente distorsión en el dominio de la frecuencia. Como pocas veces conocemos el contenido de frecuencia de la función de entrada (debido a la posibilidad de contaminación por ruido), es esencial que determinemos el rango de frecuencias de interés y en esta forma establecer la frecuencia de corte, f_c .

El objetivo es seleccionar una frecuencia de muestreo, f_s , que asegure que el rango de frecuencias entre cero y f_c no sufran distorsión. Con esto no

habrán frecuencias desaparecidas, no habrá "alias" y las amplitudes serán representaciones precisas de la señal de entrada.

El teorema de muestreo establece que la señal de entrada a un muestreador tiene que ser limitada en banda. De acuerdo a esto, es crítico que establezcamos la frecuencia f_c^* después de la cual no exista energía y que utilicemos f_c^* para definir la frecuencia de muestreo f_s como:

$$f_s \geq 2f_c^*$$

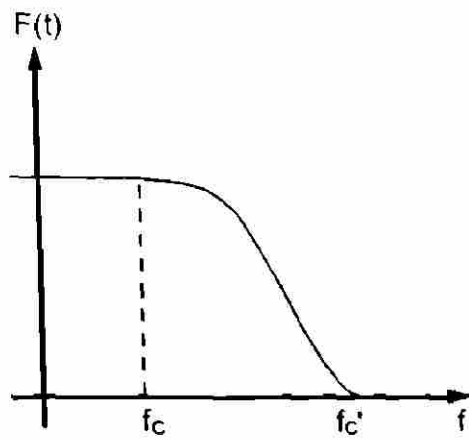
Asumiendo que no conocemos la amplitud de banda de la función de entrada, la tarea es limitar la amplitud de banda estableciendo f_c^* basada en f_c .

Considere la función presente en la figura 9.15a, que tiene energía a frecuencias que se extienden hasta f_c^* . Si seleccionamos una razón de muestreo f_s tal que $f_s = 2f_c^*$, los espectros muestreados resultantes serán como los mostrados en la figura 9.15b, en los cuales no hay distorsión presente. En este caso se ha determinado que solamente interesan las frecuencias que se extienden hasta f_c .

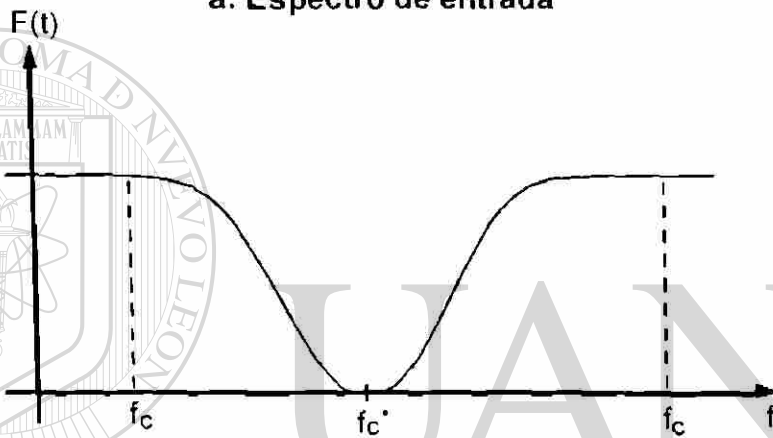
Como se utilizará un filtro paso bajo (implementado en software) para procesar los resultados del análisis en frecuencia, la distorsión a frecuencias mayores a f_c será aceptable. Así, se puede disminuir la razón de muestreo de tal forma que la distorsión inicie en f_c , lo cual implica menos carga a la computadora debida a la razón de muestreo. Esto se presenta en la figura 9.16. Si conocemos f_c^* , podemos establecer la frecuencia de muestreo f_s como.

$$f_s > 2f_n$$

Donde f_n es la frecuencia de traslape.



a. Espectro de entrada



b. Espectro de la señal muestreada a una frecuencia f_s

Figura 9.15 Relación entre f_c , f_c' y f_s .

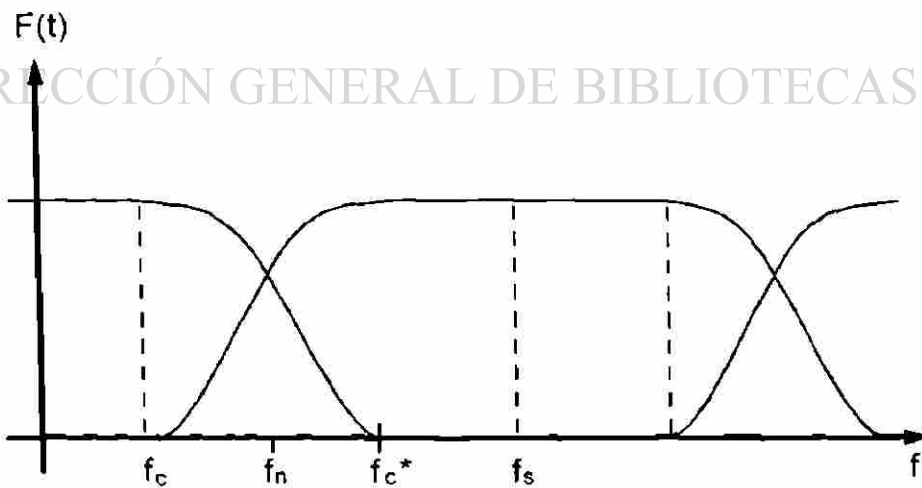


Figura 9.16 Espectro donde se muestra distorsión y lóbulos adyacentes.

En aplicaciones, como la ilustrada en la figura 9.16, donde queremos asegurar que no ocurra distorsión en el rango de frecuencia que se extiende hasta f_c , podemos calcular la frecuencia de traslape como:

$$\log f_n = \log f_c + \left[\frac{\log f_c^* - \log f_c}{2} \right]$$

$$\log f_n = 1/2 (\log f_c + \log f_c^*) \quad (9.16)$$

Con esto, la frecuencia de muestreo es:

$$f_s \geq 2f_n \quad (9.17)$$

Como la razón de caída natural de la variable normalmente es inadecuada para establecer una f_n^* razonable, se implementa un filtro paso bajo en hardware antes del muestreador. Funcionalmente, el filtro se utiliza para limitar la amplitud de banda y por lo tanto se refiere a él como "filtro antialias".

Con respecto al error de muestreo Tipo 2, la característica más importante del filtro es la razón de caída, dado que se utiliza para establecer f_c^* .

Hay que reconocer que las características de fase, ondulación en paso de banda y punto de quiebre así como el sobrepaso son importantes, sin embargo, estos no afectan al error de muestreo. Una forma conservadora para establecer f_c^* es el asumir que la función de entrada contiene energía en todas las frecuencias (figura 9.17).

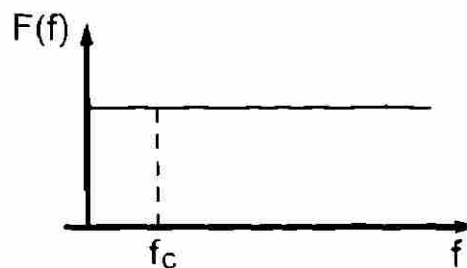


Figura 9.17 Función de entrada que contiene energía en todas las frecuencias.

Si procesamos esto a través de un filtro paso bajo cuyo punto de quiebre sea f_c y con una razón de caída definida, entonces la salida del filtro contendrá energía extendiéndose hasta f_c^* .

Como se muestra en la figura 9.18 existe una familia de f_c^* basada en diferentes razones de caída de filtro. Por supuesto, f_c^* se utiliza para determinar tanto la razón de caída del filtro como la razón de muestreo.

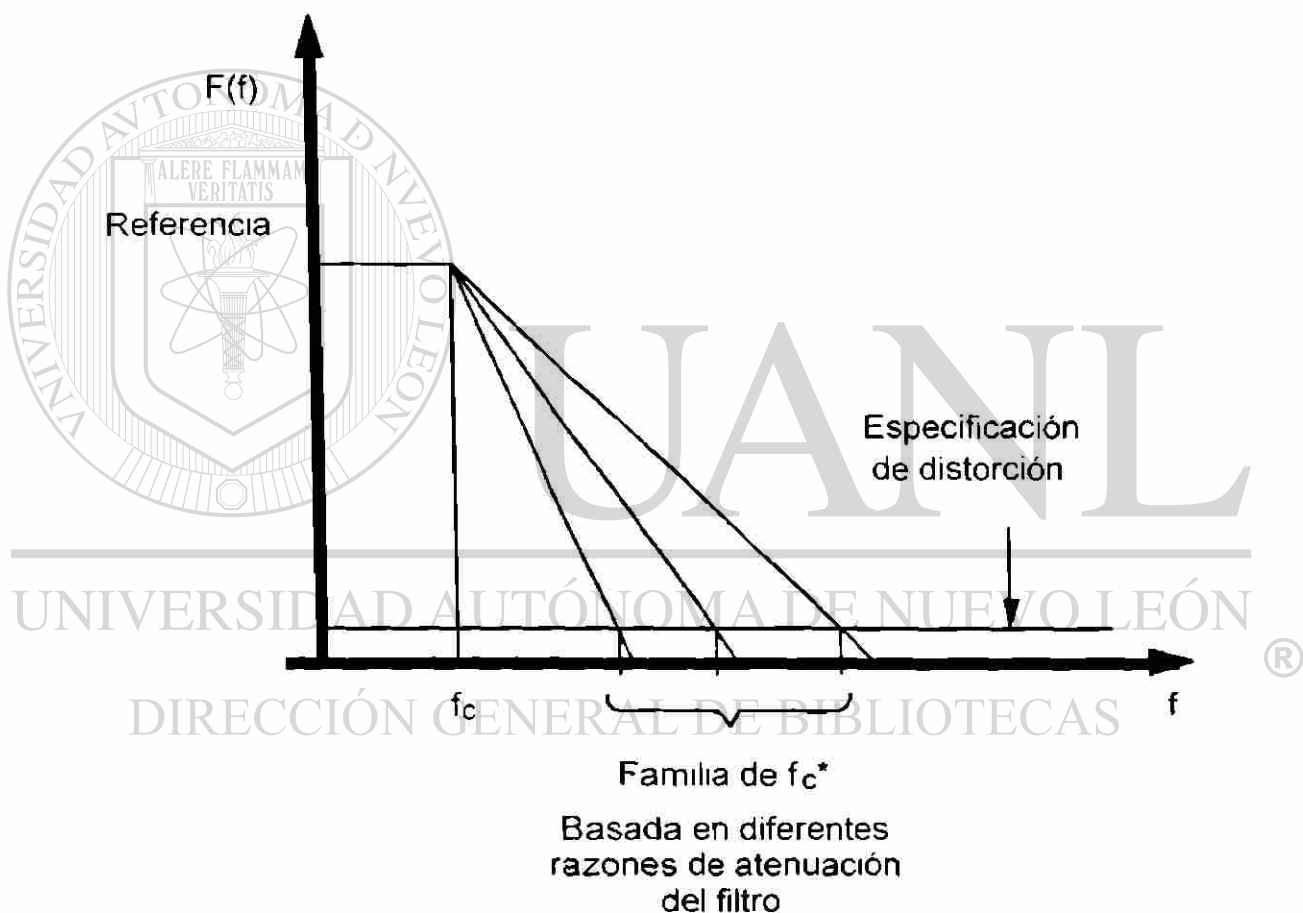


Figura 9.18 Efecto de diferentes razones de caída de filtro sobre la frecuencia efectiva de corte, f_c^* .

9.4.4 Estableciendo f_c^* y f_s aplicando el rango dinámico del convertidor.

El nivel de amplitud que usamos para definir f_c^* se puede basar en la resolución del convertidor. Esto es, si tenemos un convertidor de "n" bits (excluyendo el signo), el rango dinámico del convertidor se puede expresar como:

$$\text{Rango Dinámico, dB} = 20 \log (2^n) \quad (9.18)$$

Podemos utilizar esto para definir f_c^* dado que cualquier distorsión a niveles menores no podrá ser detectada por el convertidor de "n" bits. El número de octavas requerido para lograr un nivel de atenuación igual al rango dinámico del convertidor para un filtro dado es:

$$N = \frac{\text{Rango Dinámico, dB}}{\text{Razón de caída del filtro, dB /octava}} \quad (9.19)$$

Esto se puede utilizar para establecer la frecuencia normalizada de corte de acuerdo a la siguiente relación:

$$\frac{f_c^*}{f_t} = \log^{-1} [N \log (2)] \quad (9.20)$$

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

La frecuencia de traslape, f_n , se puede determinar utilizando la ecuación 9.16 como:

$$f_n = \log^{-1} (1/2 \log f_c^*)$$

Finalmente, la razón de muestreo es:

$$f_s \geq 2f_n$$

La figura 9 19 ilustra la relación entre la frecuencia normalizada y el rango dinámico del convertidor para varias razones diferentes de caída de filtro

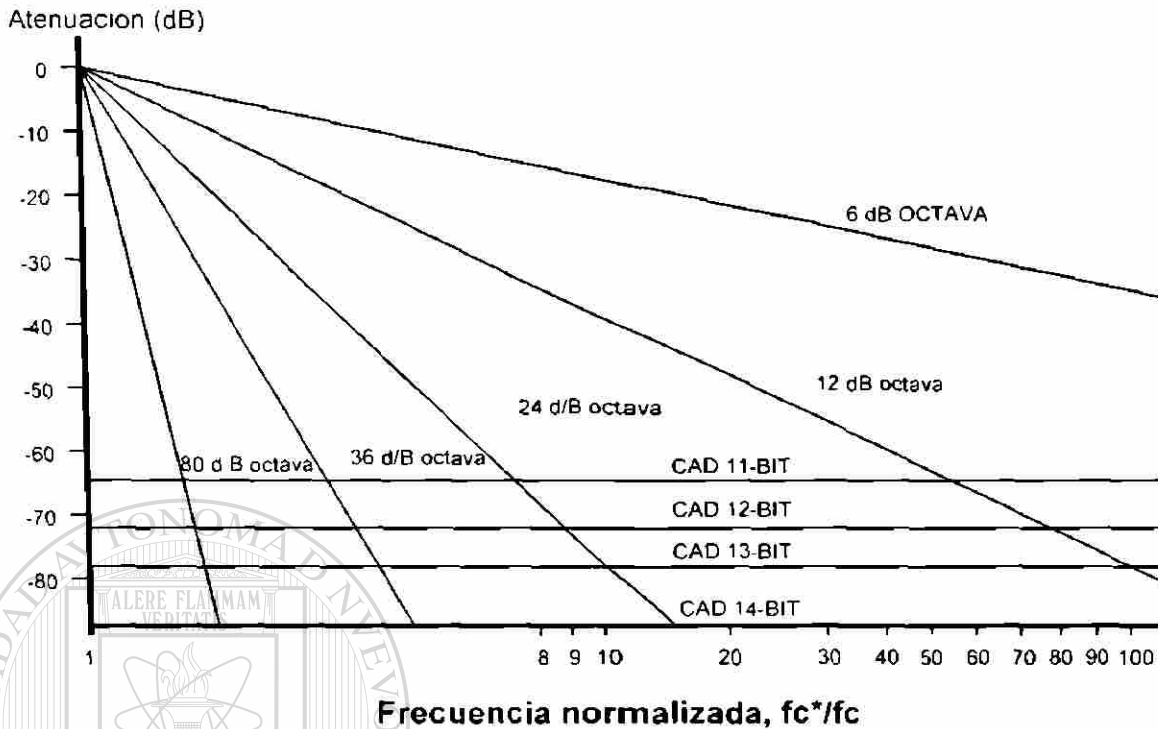


Figura 9.19 Estableciendo f_c^* con diferentes razones de atenuación del filtro.

9.4.5 Definiendo f_c^* Y f_s usando especificaciones de distorsión en f_c .

Aplicar la resolución del convertidor para definir una frecuencia de corte efectiva f_c^* pone una presión significativa sobre la frecuencia de muestreo f_s . Un método alternativo es especificar una distorsión aceptable en f_c . Por ejemplo, considere la función muestreada ilustrada en la figura 9 20.

Aquí, se ha establecido una especificación basada en la distorsión máxima permisible en f_c . Gráficamente, establecemos la frecuencia de corte efectiva (denotada aquí como f_c^{**}) por la intersección de la caída del filtro y la línea de especificación de distorsión. Cualquier energía presente entre f_c^{**} y f_c^* aparecer como distorsión de banda de paso

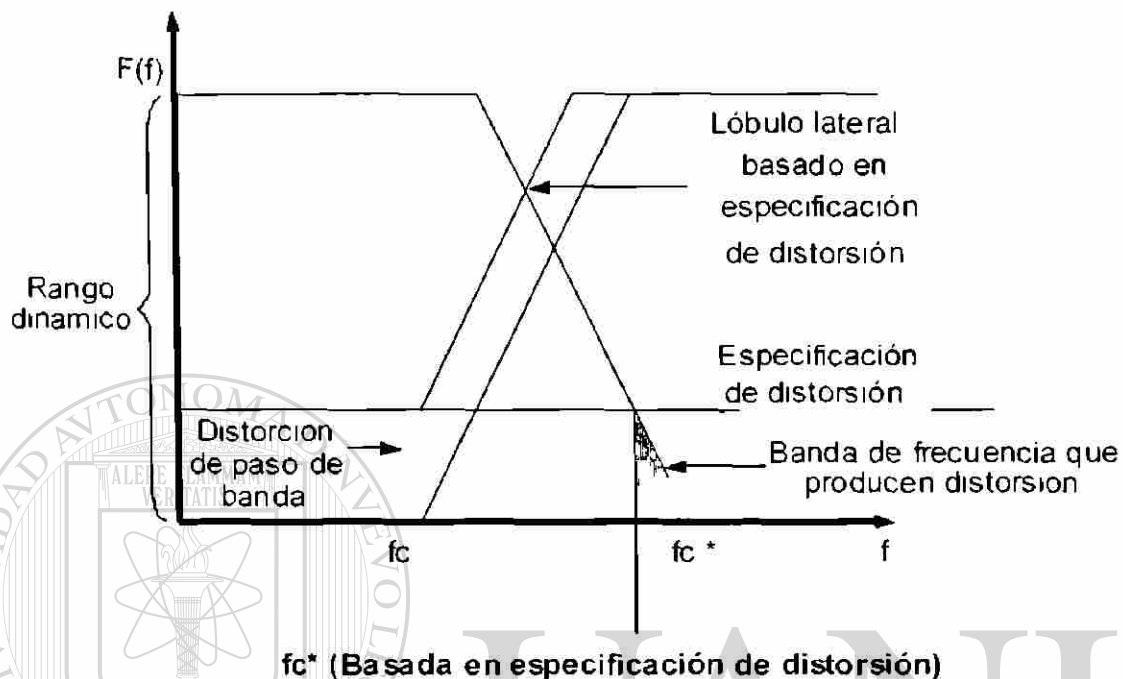


Figura 9.20 Definiendo f_c^{**} con base a la especificación de distorsión en f_c .

La figura 9.21 muestra la relación entre la frecuencia de muestreo normalizada y el error de distorsión dinámica. Aquí la especificación de distorsión se expresa como porcentaje de plena escala en f_c .

Si estamos dispuestos a aceptar una distorsión máxima posible en f_c del 1 %, la razón de muestreo para un sistema que emplea un filtro de 12 dB/octava sería de aproximadamente 9.5.

Si esta especificación de distorsión se cambia a 5 %, la razón de muestreo se reduciría a aproximadamente 4.5. Se debe enfatizar que si no hay energía presente entre f_c^{**} y f_c^* , no habrá distorsión.

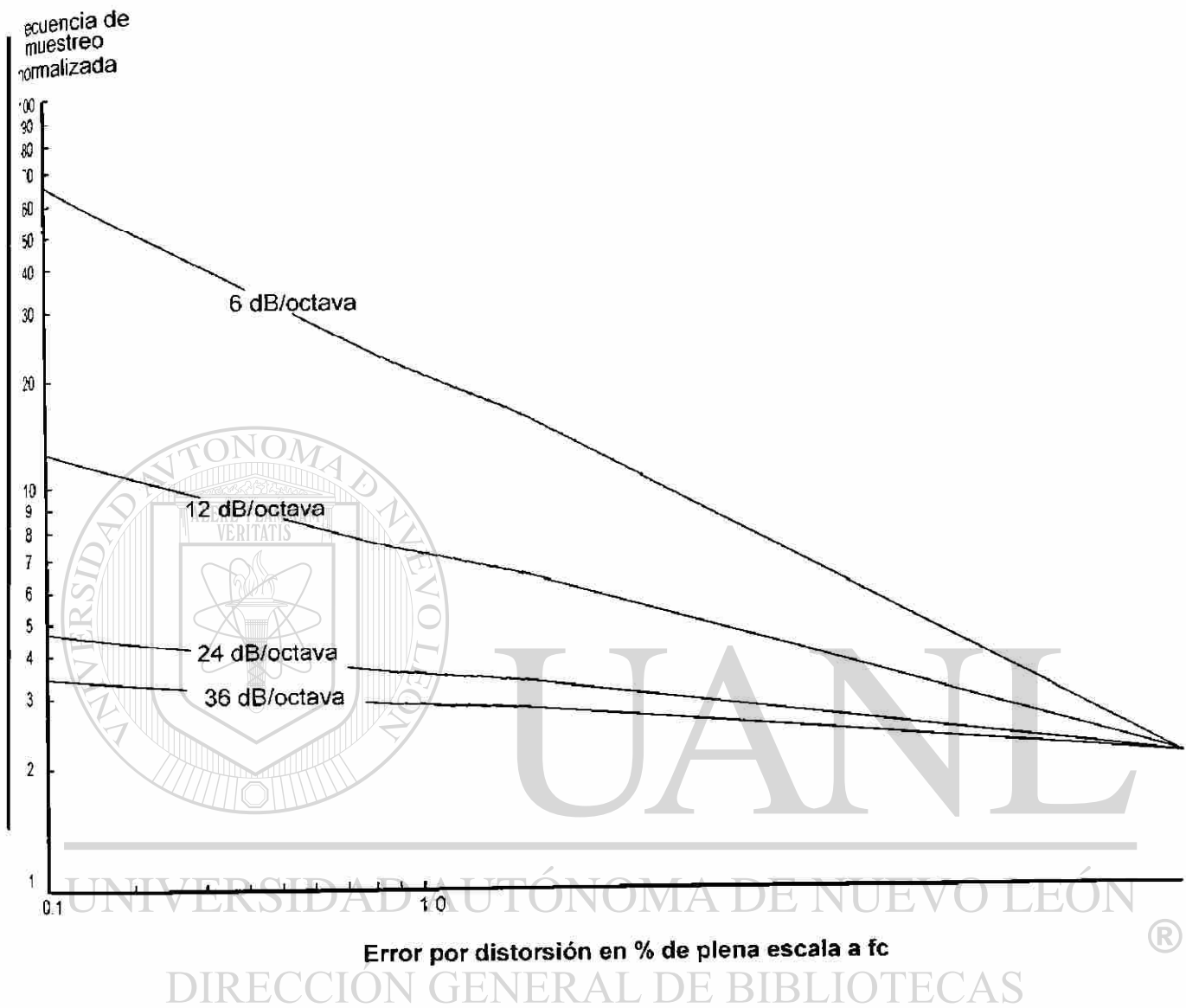


Figura 9.21 Relación entre la frecuencia de muestreo y error de distorsión en f_c para diferentes razones de caída de filtro.

9.5 Finalizando la decisión muestreo - filtrado.

Con lo ya visto podemos concluir que no es tan sencillo determinar que tan rápido muestrear. Existen varias consideraciones técnicas y no técnicas, entre las cuales la más significativa es el compromiso entre las características de caída del filtro y la frecuencia de muestreo. Para definir estas especificaciones, consideramos el contenido de frecuencia de la medición, la amplitud de banda requerida, la precisión estática y la distorsión de frecuencia.

Aún cuando intentamos dividir los errores atribuibles al muestreo en errores estáticos de amplitud y de distorsión en frecuencia, el fenómeno de alias puede producir errores a frecuencia cero.

Antes de finalizar la decisión con respecto al muestreo y el filtrado, requerimos considerar otros aspectos del filtro, así como presentar algunas consideraciones prácticas de la razón de muestreo.

9.5.1 Otras consideraciones con respecto al filtro.

Hasta ahora se ha considerado el filtro como ideal. Esto es, hemos considerado que las características de amplitud dentro del paso de banda son planas (cero pérdida de inserción y sin ondulaciones) y que la atenuación en amplitud ocurría precisamente en el punto de quiebre. Adicionalmente, nunca hemos considerado distorsión de fase, características transitorias o tiempo de estabilización.

Para completar esto, se ha incluido una revisión de las características de filtros comúnmente ofrecidos por fabricantes. Estos típicamente se limitan a Butterworth, Chebyshev y Bessel.

Los filtros Elíptico o Cauer están disponibles en un número limitado de fabricantes y se usan muy poco como consecuencia de sus pobres características de costo contra desempeño.

La tabla 9.1 presenta un resumen de las características para filtros comunes.

Debido a las características de amplitud de banda de paso y fase del filtro, pudiera ser necesario colocar el punto de quiebre del filtro a una frecuencia mayor que la de corte deseada para lograr las características deseadas.

Tipo de filtro	Aplicación Típica	Comentarios
Butterworth	Respuesta de amplitud donde la fase no es importante.	Banda de paso plana Características transitorias pobres.
Chebyshev	Similar al Butterworth	Ondulación de 0.01 a 0.5 dB en banda de paso. Características transitorias pobres.
Bessel	Mediciones transitorias donde fase y sobrepaso son críticos.	Fase lineal, retraso de tiempo plano Sobrepaso cero.
Elliptic	Formación de espectro	Ondulación en banda de paso y de paro. Fase pobre Sobrepaso alto.

Tabla 9.1 Resumen de característica de filtros.

9.5.2 Comprometiendo precisión por muestreo inadecuado.

Si el diseñador del sistema no define y vigila las especificaciones de desempeño del software, entonces es posible que la razón de muestreo requerida se comprometa sin que se dé cuenta.

En muchas aplicaciones en tiempo real, se requiere que el procesador desempeñe numerosas funciones además de la de adquisición de datos, tales como conversiones a unidades de ingeniería, revisión de límites, despliegues en pantalla y control de lazo cerrado

Generalmente el diseñador del software se preocupa más por crear un programa lógico que cumpla con las funciones requeridas. Así, le presta poca o ninguna atención a las razones de muestreo.

En contraposición, los tiempos se basan en una especificación relacionada con refresco de pantallas o el tiempo requerido en detectar una condición de proceso fuera del límite y tomar acción correctiva.

Como se ha mostrado, el muestreo inadecuado produce errores de medición. Desafortunadamente errores que resultan de los alias, puede que nunca sean detectados y si son detectados, su solución compromete significativamente al software.

Debido al impacto de las razones altas de muestreo sobre el desempeño total del sistema, se propone realizar el análisis de muestreo-filtrado de tal forma que se seleccione la mínima razón de muestreo.

Ejemplo 9.1.

Definición del problema.

Generalmente se asocia al error por "alias" simplemente a la frecuencia y se tiende a ignorar que es posible que produzca error en aplicaciones donde el interés está en el dominio del tiempo. El muestreo inadecuado, sin embargo, puede introducir un corrimiento a frecuencia cero, afectando así el análisis en el dominio del tiempo.

Determine los efectos de muestreo inadecuado de la señal de entrada mostrada en la figura 9.22 y descrita por la siguiente ecuación.

$$F(t) = F_0 + \text{seno}(\omega_1 t) + \text{seno}(\omega_2 t)$$

Donde $\omega_1 = 12.56$, $\omega_2 = 18.85$. En este caso hacemos $F_0 = 0$.

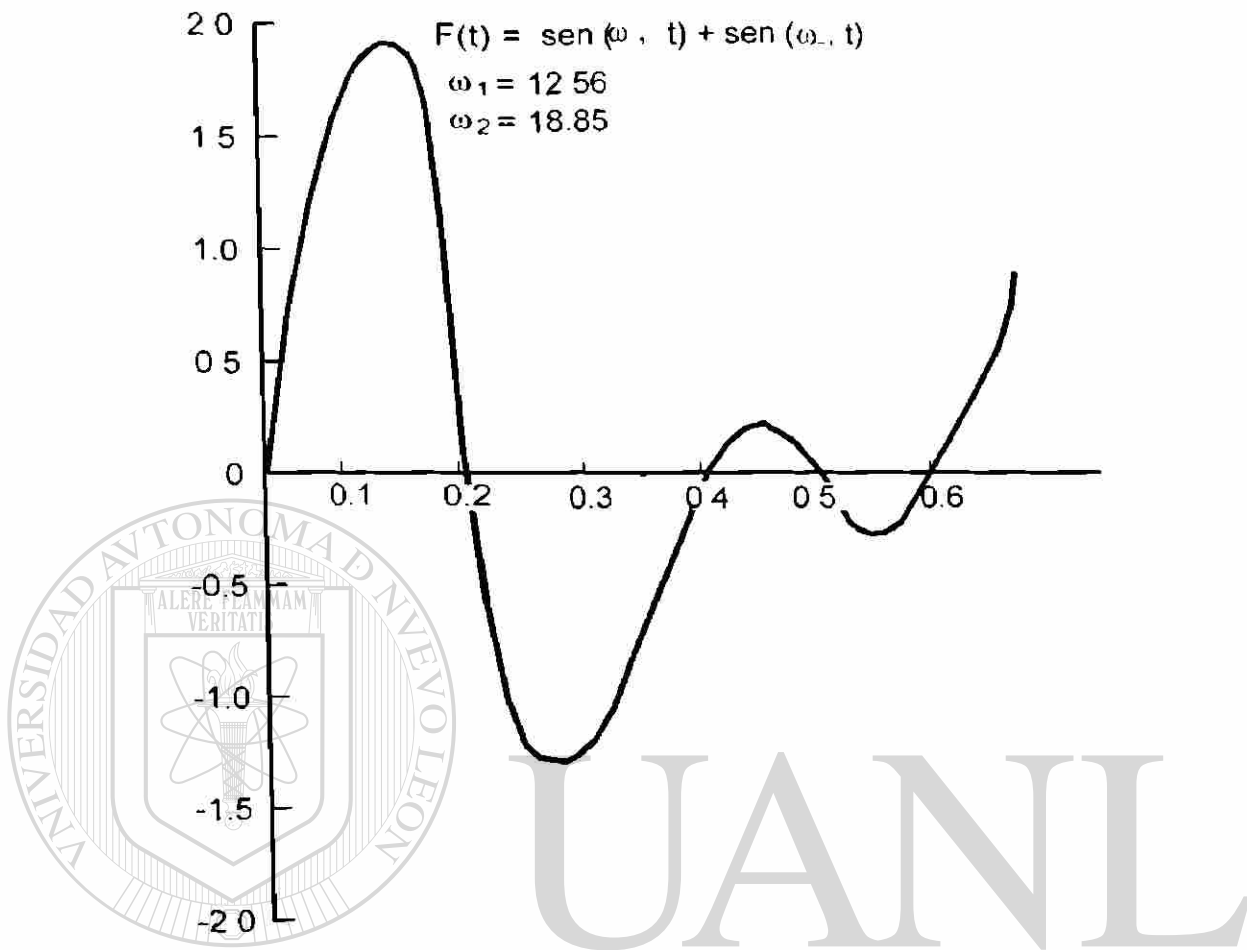


Figura 9.22 Entrada sin componente a cero frecuencia.

Solución.

Si examinamos $F(t)$ en el dominio de la frecuencia, veremos que $F(f)$ consiste en frecuencias discretas de igual amplitud en 2 y 3 Hz. Un simple bosquejo de la función de entrada en el dominio del tiempo y la aplicación de convolución gráfica muestra claramente que ocurrirá distorsión en frecuencia cero si la frecuencia de muestreo no es mayor a 3 Hz.

Si muestreamos $F(t)$ a una razón mayor que 3 Hz, podemos concluir que el conjunto de muestras consiste en valores tanto positivos como negativos cuyo valor promedio es cero

La tabla 9.2 contiene el resultado de muestrear a 4, 5 y 6 Hz. Su análisis indica que el promedio en un segundo para cada caso es cero.

$f_s = 4 \text{ Hz}$		$f_s = 5 \text{ Hz}$		$f_s = 6 \text{ Hz}$	
TIEMPO	MUESTRA	TIEMPO	MUESTRA	TIEMPO	MUESTRA
0.35	-0.64	0.1	1.90	0.16	0.86
0.60	0	0.3	-1.17	0.33	-0.86
0.85	-1.27	0.5	0	0.50	0
1.10	1.90	0.7	1.18	0.66	0.86
1.35	-0.64	0.9	-1.90	0.83	-0.86
1.60	0	1.1	1.90	1.00	0
1.85	-1.26	1.3	-1.17	1.16	0.86
2.10	1.90	1.5	0	1.33	-0.86

Tabla 9.2 Resultados de muestreo de señal de la figura 9.22 a 4, 5 y 6 Hz.

Si muestreamos a una razón menor o igual a 3 Hz, todos los datos muestreados tendrán el mismo signo, y por lo tanto un valor promedio (cero frecuencia) diferente a cero. La tabla 9.3 indica los resultados de muestrear a razones de 2 y 3 Hz

$f_s = 3 \text{ Hz}$		$f_s = 2 \text{ Hz}$	
TIEMPO	MUESTRA	TIEMPO	MUESTRA
0.43	0.21	0.1	1.90
0.76	0.75	0.6	0
1.09	1.89	1.1	1.90
1.43	0.20	1.6	0
1.76	0.75		
2.10	1.89		
PROMEDIO = 0.95		PROMEDIO = 0.95	

Tabla 9.3 Resultados de muestreo de señal de la figura 9.22 a 2 y 3 Hz.

A partir de este sencillo ejemplo se puede ver que el efecto del alias sí introduce un error de amplitud a frecuencia cero. Independientemente del número de muestras que utilicemos para determinar el promedio, si se muestrea inadecuadamente, el promedio nunca será cero. El efecto del alias puede comprometer en esta forma las mejoras en precisión en amplitud ganadas a través de instrumentación de alta calidad.

Ejemplo 9.2.

Definición del problema.

Considere una aplicación donde las señales a medir están contaminadas con ruido. Si vamos a utilizar un sistema de adquisición de datos muestreados para medir voltajes analógicos que tienen ruido sobrepuesto. Así, si el fin es cuantificar el valor estático (promedio), debemos filtrar ó suavizar las entradas de tal forma que su valor sea representativo del promedio.

Considere la siguiente función en el tiempo, la cual tiene ruido sobrepuesto en un nivel estático.

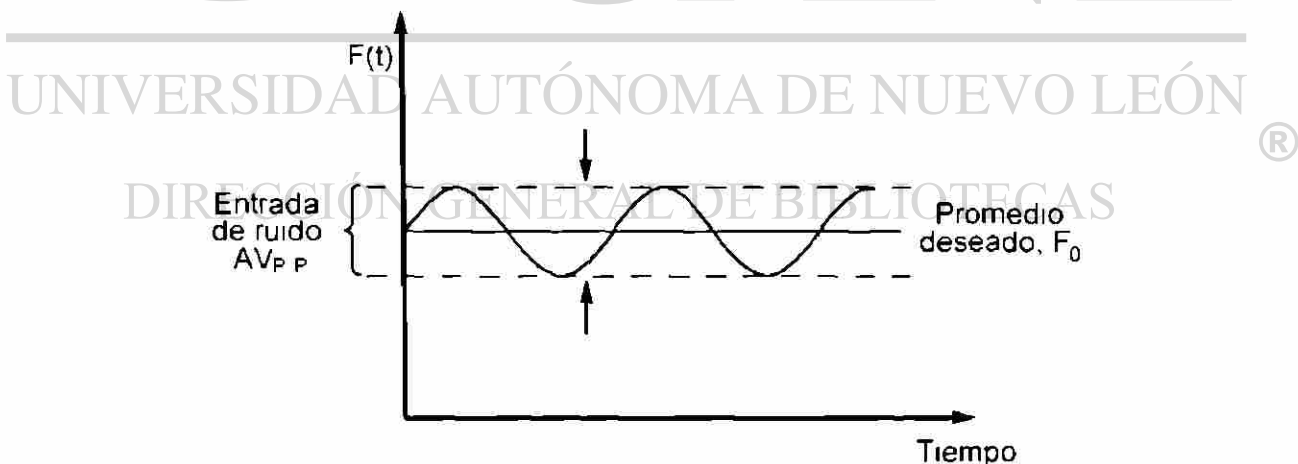


Figura 9.23 Voltaje analógico a medir con ruido sobrepuesto.

A través de experimentación o como un requerimiento, determinamos que el ruido en el peor caso tiene una magnitud de A volts de pico y que la frecuencia es f_1 . Si aplicamos esta señal directamente a un convertidor y

tomamos muestras instantáneas para representar esta función, observaremos que existe dispersión en los datos.

Para este ejemplo, el requerimiento es que la variación resultante debida al ruido en los datos debe de ser menor a B volts de pico a pico. En la figura 9 24 se repite el dibujo anterior y se sobreponen los requerimientos de variación de B volts de pico a pico.

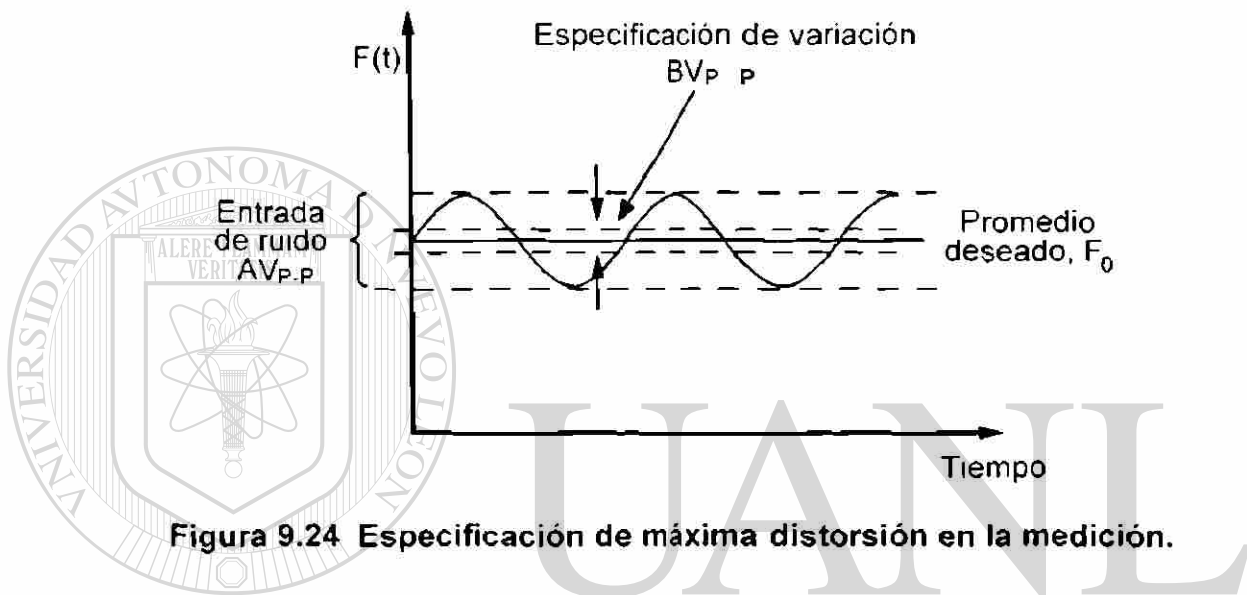


Figura 9.24 Especificación de máxima distorsión en la medición.

Diseñe un filtro pasivo paso bajo que atenúe el ruido de entrada a un nivel aceptable. Requerimos que sea un filtro pasivo porque los niveles de entrada están en el rango de milivolts. Para este ejemplo, utilice los siguientes datos.

$$A = 1 \text{ V}$$

$$B = 0.01 \text{ V}$$

$$f_1 = 60 \text{ Hz}$$

Solución.

La figura 9 25 muestra el problema en el dominio de la frecuencia.

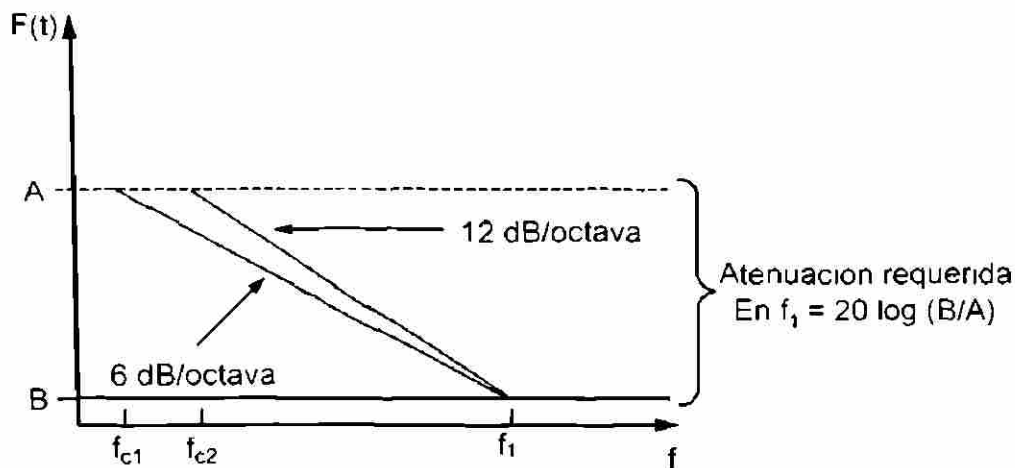


Figura 9.25 Aplicación de filtro pasivo para atenuación de ruido.

Se requiere establecer la razón de atenuación del filtro y la correspondiente frecuencia de punto de corte, f_c . Como el interés es con las mediciones de estado estable, no se impone un límite inferior sobre f_c . Debido a que el filtro tiene que ser pasivo, solo tenemos dos posibles razones de atenuación: 6 dB/octava y 12 dB/octava. Por lo tanto, la frecuencia de corte será f_{c1} o f_{c2} , así, la atenuación requerida del filtro es:

$$\text{Atenuación} = 20 \log \left[\frac{B}{A} \right] = -40 \text{ dB}$$

El número de octavas entre f_1 y f_c es

- Filtro de 6 dB/octava.

$$N = \frac{\text{Atenuación, dB}}{\text{Atenuación del filtro, dB}}$$

$$N = 6.6$$

- Filtro de 12 dB/octava.

$$N = 6.6$$

Determinamos la frecuencia de corte como:

- Filtro de 6 dB/octava.

$$f_c = f_1 (\log^{-1} [N \log (2)])^{-1}$$

$$= 60 \text{ Hz} (\log^{-1} [6.6 \log (2)])^{-1} = 0.59 \text{ Hz}$$

- Filtro de 12 dB/octava.

$$f_c = 5.95 \text{ Hz}$$

Ejemplo 9.3.

Definición del problema.

Considere una entrada que consiste en dos frecuencias discretas, f_1 y f_2 , de igual magnitud, donde f_2 es considerada como ruido indeseable, determine la frecuencia de muestreo tal que f_1 contenga no más de un 5 % de distorsión y verifique los resultados. Para este ejemplo, utilice un filtro de 12 dB/octava con frecuencia de corte en f_1 de 1 Hz y $f_2 = 4.5$ Hz.

Solución.

Queremos que la banda de paso sea plana hasta 1 Hz y atenuar el ruido ($f_2 = 4.5$ Hz) tal que como alias, f_2 no distorsionará f_1 en más de un 5 %.

- 1.- Determine las octavas requeridas de f_1 a la frecuencia de corte f_c^* .

$$N = \frac{26 \text{ dB}}{12 \text{ dB / octava}} = 2.168$$

Aquí, la frecuencia efectiva, f_c^* , se define como 4.5 Hz dado que no nos interesan datos más allá de 1 Hz.

- 2.- Determine la frecuencia de traslape.

$$f_n = \log^{-1} (1/2 \log f_c^*) = 2.12 \text{ Hz}$$

3.- Determine la frecuencia de muestreo.

$$f_s = 2f_n = 4.24 \text{ Hz}$$

Podemos verificar los resultados muestreando la siguiente función a la frecuencia establecida anteriormente.

$$f(t) = \text{sen}(\omega_1 t) + A \text{sen}(\omega_2 t)$$

Donde $\omega_1 = 6.28$, $\omega_2 = 28.3$ y $A = 0.05$. En seguida se tabulan los datos para $f_1 = 4.5 \text{ Hz}$ y $f_2 = 0$. Una comparación de los valores de la función indica una diferencia de magnitud de 5 %.

$f_1 = 4.5 \text{ Hz}$		$f_2 = 0$	
TIEMPO	f(t)	TIEMPO	f(t)
0	0	0	0
0.1	0.60	0.1	0.59
0.2	0.92	0.2	0.95
0.3	0.99	0.3	0.95
0.4	0.54	0.4	0.59
0.5	0.05	0.5	0
0.6	-0.63	0.6	-0.59
0.7	-0.91	0.7	-0.95
0.8	-0.98	0.8	-0.95
0.9	-0.57	0.9	-0.59
1.0	0	1.0	0

Tabla 9.4 Prueba de distorsión menor al 5% mediante uso de filtro.

Ejemplo 9.4.**Definición del problema.**

Considere una aplicación donde se medirán variables invariantes en el tiempo. Aún y cuando la amplitud de banda deseada para esta aplicación se considera generalmente cercana a cero, típicamente se especifica como 2-10 Hz para proveer una respuesta razonable en condiciones transitorias. Para esta aplicación, deje que la entrada típica sea descrita por la siguiente ecuación:

$$F(t) = \tau \frac{d}{dt} m + m + A \sin(\omega t)$$

Donde m es la medición, $d/dt m$ es la razón de cambio en el tiempo y τ es la constante de tiempo de la medición. El término $A \sin(\omega t)$ representa el componente de ruido indeseable atribuible a la frecuencia de línea con $\omega = 367$. Determine los efectos de la componente de ruido sobre la precisión estática para una aplicación donde la razón de caída del filtro es 12 dB/octava, $f_c = 10$ Hz y la magnitud pico del ruido eléctrico es 50 mV.

Solución.

Determine la atenuación de ruido que proveería un filtro de 12 dB/octava.

1.- Número de octavas:

$$\frac{f_c^*}{f_c} = \log^{-1} [N \log(2)]$$

Para $f_c^* = 60$ Hz, $f_c = 10$ Hz

$$N = \frac{\log(6)}{\log(2)} = 2.58$$

2.- Atenuación de ruido:

Atenuación = (N) (Razón de caída de filtro) = - 21 dB

3.- Magnitud de ruido atenuado:

$$dB = 20 \log$$

$$e_0 = (0.028) e_1 = 1.4 \text{ mV}$$

Por lo tanto, el ruido eléctrico de 50 mV pico aparecerá como 1.4 mV pico. Para determinar el error equivalente, se deben de considerar la ganancia del sistema y las características del convertidor analógico a digital. Es importante indicar que el ruido a frecuencia de línea puede introducir errores de medición significativos para estos sensores que tienen salidas de mV.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

10

CONTROL POR COMPUTADORA

10.1 Fundamentos de control automático de procesos.

Existen diversas razones para justificar la integración de un lazo de control automático en un proceso, entre otras, las principales están relacionadas con rechazo de perturbaciones, atenuación de ruido, linealizar, obtener una respuesta adecuada y seguimiento cercano de una señal de referencia.

¿Cómo logra esto un lazo de control automático? La estrategia fundamental es retroalimentar la variable de proceso que se desea controlar (PV), comparar su valor con el de referencia (SP) y en base a su diferencia (también conocida como error - E) y a una ecuación o ley de control producir una acción correctiva de control que genere la reducción de esa diferencia.

La ecuación o ley de control se muestra generalmente como el cerebro de la acción de regulación, por lo que se conoce como regulador o controlador. Así, el objetivo de un controlador es ajustar el estado del proceso dependiendo de la medición de una variable de proceso (PV) con relación a un valor deseado conocido como referencia (SP) La diferencia entre ellas se llama error (E) El error generalmente se define como:

$$E = PV - SP$$

Aun cuando en algunas ocasiones se define en forma inversa SP-PV. ¿En un caso particular, cual ecuación utilizar? Aquella que produzca una acción congruente de control, esto es, que acerque a la variable de proceso (PV) al

valor de la referencia. Analice el caso de un control de temperatura de un calentador de agua con combustible y el caso de un reactor químico donde se produce una reacción exotérmica y se controla la temperatura con agua de enfriamiento.

Así, se debe tener algún instrumento que realice la medición de PV, la salida de este instrumento permite relacionar la PV con el SP. El controlador opera sobre el error E y a través de otro componente, el elemento final de control, actúa sobre el proceso con el propósito de cambiar la PV en la dirección deseada (hacia la referencia SP) y así reducir el error E. Estas relaciones se muestran esquemáticamente en el diagrama de bloques en la figura 10.1.

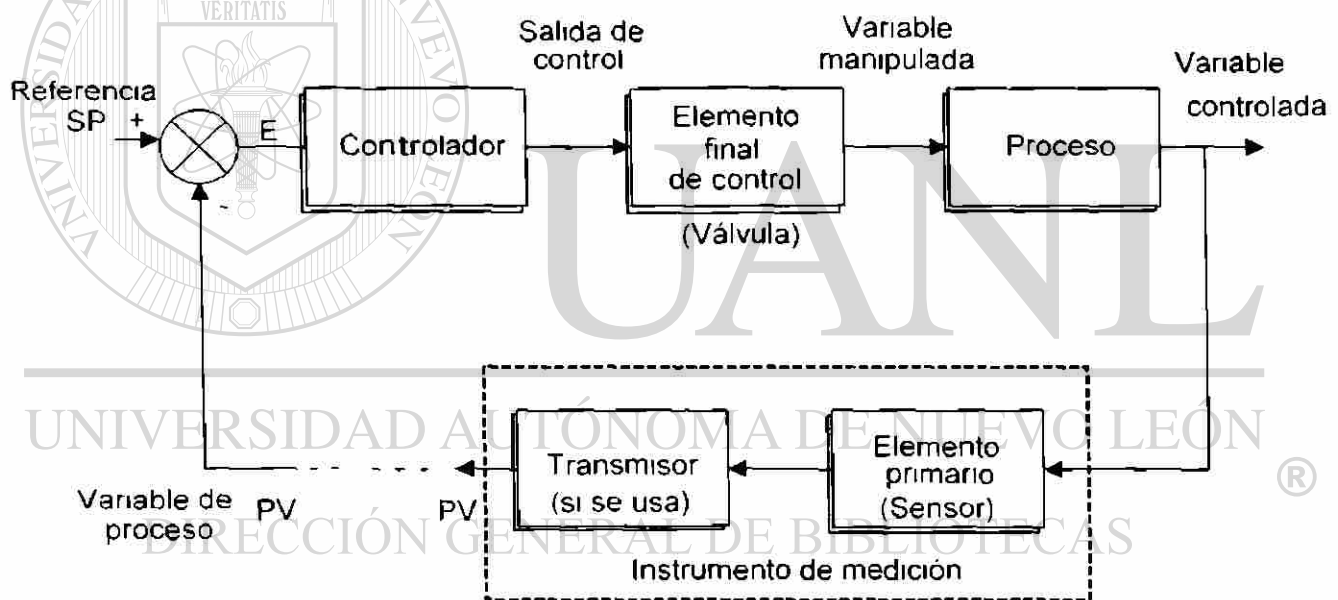


Figura 10.1 Diagrama de bloques del sistema de control automático.

Como un ejemplo concreto de lo que representa el diagrama de bloques, en la figura 10.2 se muestra un proceso: un intercambiador de calor. En un intercambiador de calor se calienta un fluido por algún medio, tal como vapor. El flujo de vapor es controlado por una válvula (elemento final) la cual es abierta o cerrada bajo la dirección del controlador, comandado a la vez por la señal de error.

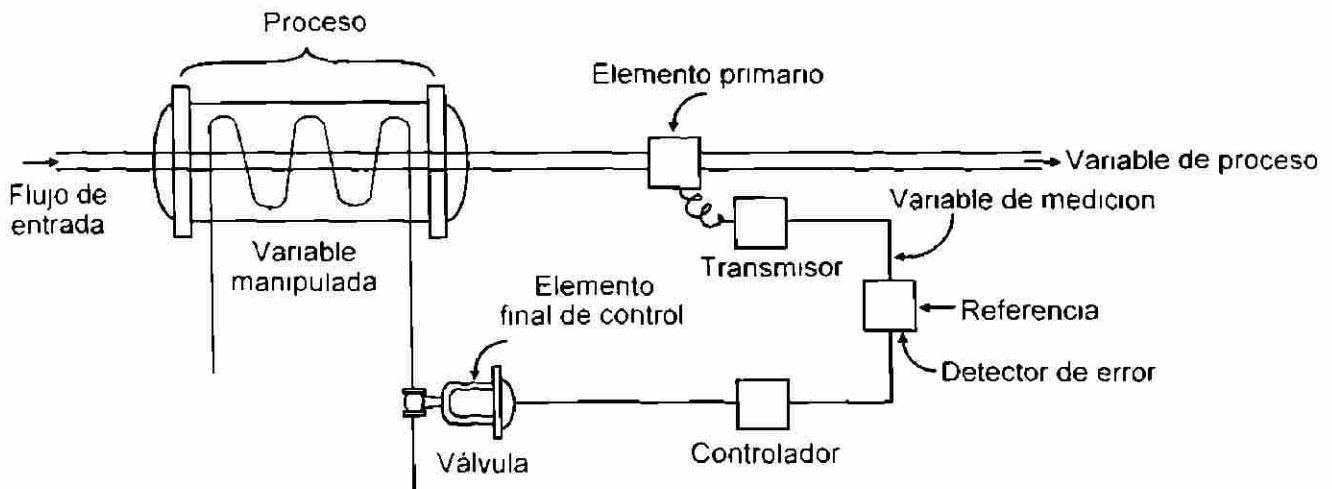


Figura 10.2 Control de temperatura en un intercambiador de calor.

Note que en la figura 10.1 hay por lo menos tres elementos diferentes (elemento final de control, proceso y sensor) que pueden presentar características dinámicas significativas (retardos) en el problema general de controlar la variable de proceso PV.

Estos componentes y sus características son usualmente determinados por factores que deben ser aceptados por el diseñador del controlador como si fueran inherentes al proceso y representan los mejores componentes que pueden ser obtenidos para ese propósito, o sus características están limitadas por su costo. Esto significa que el controlador ideal debe ser capaz de compensar características dinámicas indeseables, por ejemplo, atrasos que pueden ser inherentes de otros elementos.

En control por computadora, la computadora realiza la función de un controlador. En este caso, la referencia puede definirse internamente (una variable del programa), darse a través de un teclado, adquirirse por medio de una interfase, etc. La variable de proceso generalmente se adquiere a través de una interfase (convertidor analógico a digital), en esta forma se tiene un sistema de adquisición de datos y se aplican todos los conceptos vistos en los capítulos previos.

Ya con los valores de la referencia y la variable de proceso, el programa en la computadora puede hacer una detección de error mediante una simple resta, esto opera como entrada al controlador. Como se mencionó, la forma en que un controlador funciona (su respuesta a una señal de error) se llama su modo de control o ley de control.

Otro término, más apropiado para implementación en computadora es **algoritmo de control**. Lo cual representa el cálculo que produce una salida de control al tener una señal de error o una serie de errores en el tiempo.

Ahora se procederá a la descripción de los elementos de un sistema de control unidimensional (el control de una variable de proceso). El objetivo en este capítulo es conocer los algoritmos de control más utilizados en control por computadora o procesadores discretos (como PLC) y describir su comportamiento dinámico en un proceso.

Las primeras descripciones se verán en forma analógica, esto es, en funciones continuas y posteriormente se mostrará como pueden ser implementadas en forma digital.

10.2 Lazo abierto y lazo cerrado automático.

En la figura 10.1, si los elementos representados dentro del bloque en línea punteada no existieran, estaríamos tratando con un sistema de lazo abierto. En este caso la válvula de vapor, preposicionada en un cierto lugar, permanecerá en este punto independientemente de lo que pase en el proceso y el valor de la PV.

Si estuviera el instrumento sensor y un indicador en un lugar donde un operador pudiera ocasionalmente verlos, el operador podría conocer el valor de la variable de proceso PV, mentalmente predecir la respuesta del proceso y así corregir a través de la válvula. En este caso se tendría un lazo cerrado no automático, haciendo el operador la función del controlador.

El clásico control de lazo cerrado no automático, en casos de procesos con comportamientos predecibles y lentos, puede ser más que suficiente. La ley de control entonces se limita a una pura repetición de posicionado de la válvula, no hay control automático y no hay más algoritmo que el mentalmente memorizado por el operador

Si cerramos el lazo incluyendo al sistema de medición, la parte de comparación y el regulador el sistema se convierte en un lazo cerrado y así tenemos un sistema de control automático retroalimentado.

Es posible y quizás deseable en muchos casos utilizar lazos abiertos, combinar lazo abierto y lazo cerrado en ciertas configuraciones tales como el denominado control feedforward (pre ó anteaalimentación) Esto será descrito después, la configuración feedforward puede ser capaz de adelantarse a la respuesta de el proceso como un operador lo hace en control manual.

10.3 Control ON-OFF.

Asuma que el elemento final de control tiene solamente dos estados, completamente abierto y completamente cerrado. Un ejemplo es un horno casero, el cual esta operando o no dependiendo del estado (abierto o cerrado) de un switch operado por un termostato

Cuando la temperatura es inferior a la definida en el termostato, el switch cierra, el horno opera y la temperatura tiende a subir. Cuando se sensa una temperatura mayor, el switch se abre apagando el horno. Este ciclo dentro-fuera continua indefinidamente

Para evitar un ciclado demasiado rápido, que podría destruir al equipo, se introduce una zona muerta (zona diferencial, zona neutral, Gap) en el termostato de tal forma que no pase nada hasta que la temperatura sobrepase las barreras de dicha zona muerta. Como lo muestra la figura 10.3.

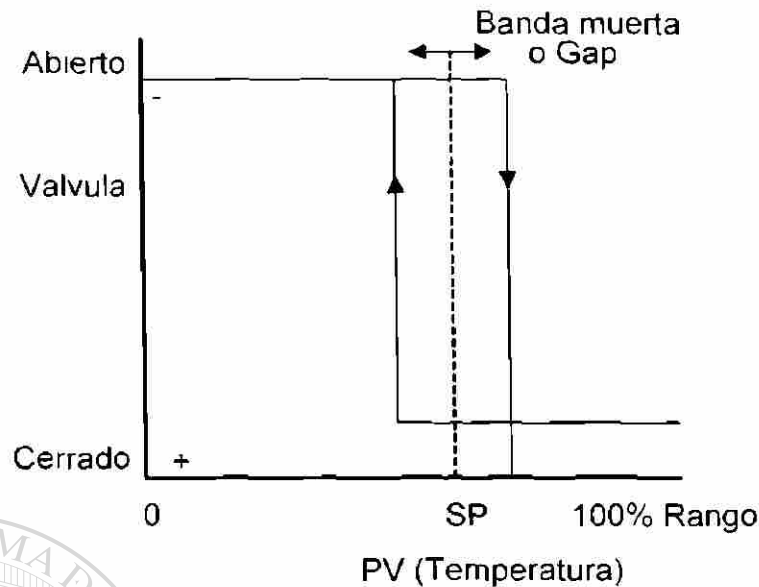


Figura 10.3 Modo de control On-Off.

Si se aplica este concepto en la figura 10.2, la válvula será operada por un solenoide y de esta forma esta limitada a dos estados: completamente abierta y completamente cerrada. La figura 10.3 muestra la característica de la combinación válvula-controlador. Con la PV (temperatura del fluido del proceso) en la absisa y la posición de la válvula en la ordenada: Note que la referencia SP se encuentra dentro del rango 0-100% de la PV. Se puede observar la característica de histeresis en la zona muerta o Gap.

La ley de control del modo On-Off puede establecerse como:

$$E = PV - SP$$

$$V = \text{Signo de } E$$

$$\text{Si } |E - \frac{1}{2} \text{ Gap} > 0 \begin{cases} V+ \text{ Significa válvula cerrada} \\ V- \text{ Significa válvula abierta} \end{cases}$$

La figura 10.4 muestra el efecto de esta ley de control (modo On-Off) en el comportamiento de un proceso

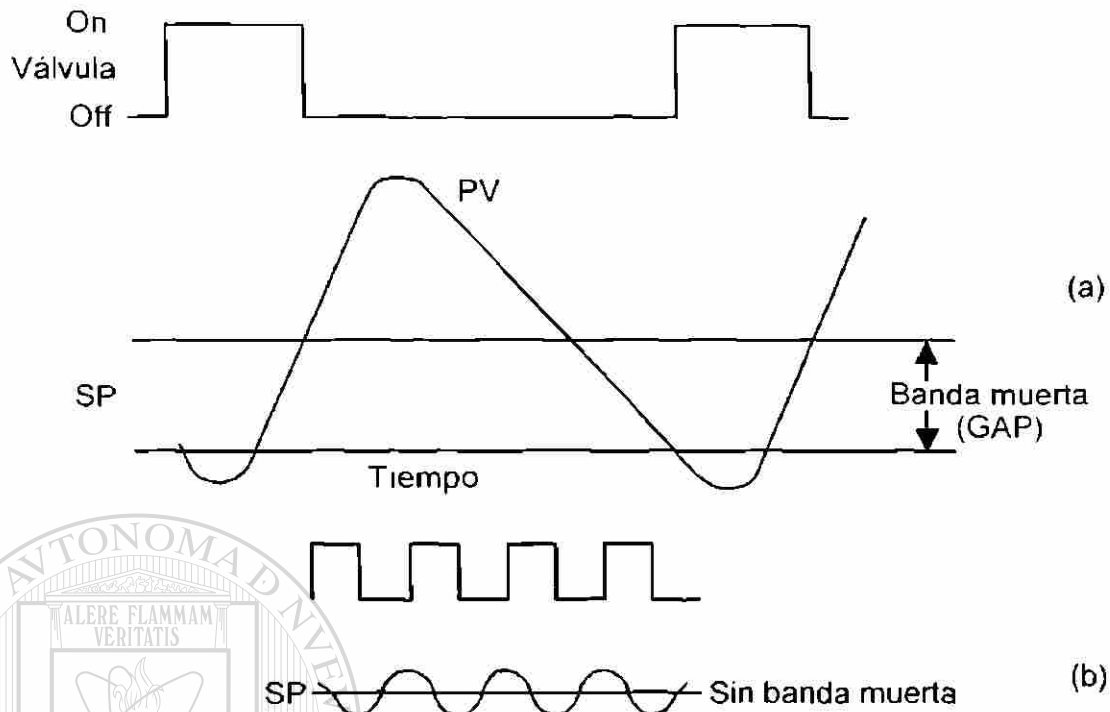


Figura 10.4 Respuesta a un control On-Off (a) con banda muerta (b) sin banda muerta.

Cuando la temperatura disminuyendo pasa la barrera inferior de la zona muerta, la válvula se abre pero la inercia del proceso produce un retraso antes de que la temperatura empiece a subir. Cuando la temperatura ascendiendo pasa la barrera superior de la zona muerta, el controlador cierra la válvula, sin embargo, por efecto de la inercia la temperatura, presenta sobrepaso.

Puede verse que, aun sin tener zona muerta (figura 10 4b) la inercia térmica genera un continuo sobrepaso y ciclado de la PV a alguna frecuencia superior. Como conclusión ciclado y sobrepaso son características siempre presentes en el modo de control On-Off.

Veamos ahora su implementación en una computadora digital

En este modo de control se contaría fundamentalmente con cuatro bloques, los cuales se muestran en la figura 10 5

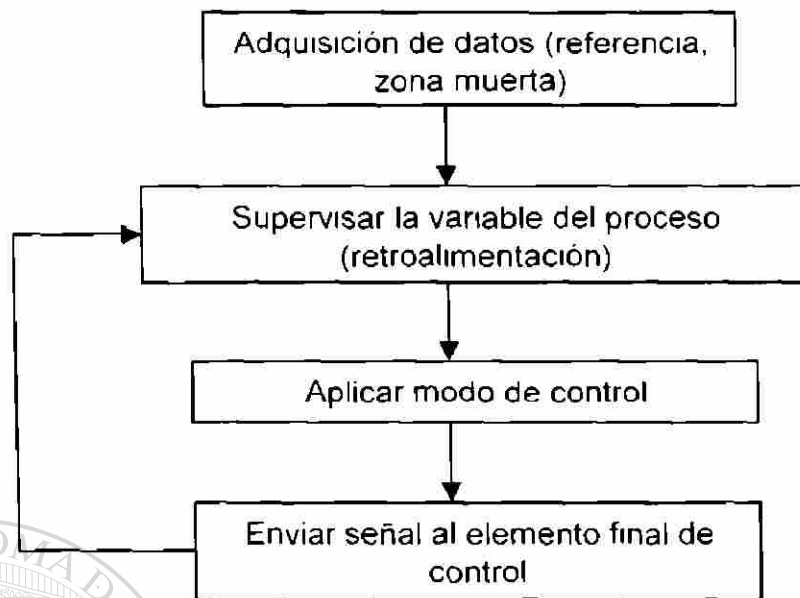


Figura 10.5 Diagrama básico de bloques de tareas de la computadora.

Dentro del bloque de adquisición de datos la computadora adquiere los valores de la referencia y de la zona muerta o gap. Estos datos pudieran ser leídos de algún elemento externo (como un potenciómetro), o se pueden introducir directamente a través de la terminal de computadora. En este ejemplo consideraremos el segundo caso.

El segundo bloque, supervisión de la variable del proceso (retroalimentación) se tendrá que hacer una conversión de analógico a digital de la señal enviada por el sensor de temperatura y después de hecho esto, relacionar el resultado de la conversión con la magnitud equivalente ya en unidades de la variable controlada.

En el bloque de aplicar el modo de control se relaciona la variable de retroalimentación con la característica de modo de control On-Off vista con anterioridad en la figura 10.3 y finalmente, en base al resultado obtenido, mantener o modificar la señal de salida al elemento final de control.

Desarrollando más en detalle el diagrama de bloques tenemos la figura

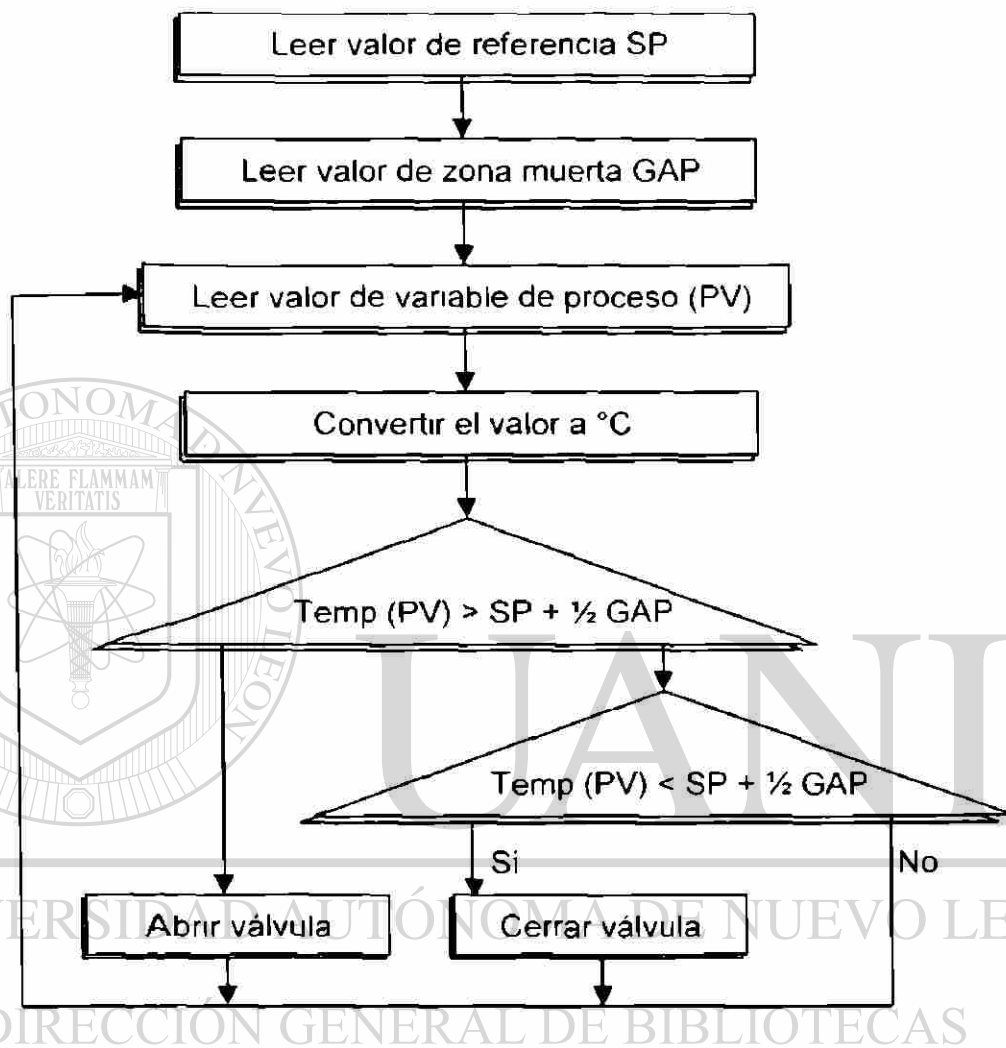


Figura 10.6 Diagrama detallado de bloques de tareas de la computadora en un control On-Off.

10.4 Control proporcional.

Para eliminar el ciclado (On-Off-On-Off) y sus consecuencias en uso y problemas de energía, debe ser posible encontrar una abertura intermedia de la válvula que mantenga la variable de proceso en un valor estable con relación a la referencia SP

En el ejemplo de la figura 10.2 la razón de energía de entrada correspondiente al flujo de vapor dado por la posición de la válvula debe ser igual a la energía de salida del proceso que depende del calentamiento del fluido que pasa por el intercambiador de calor más pérdidas. Debe resultar claro que la posición de la válvula será diferente para cada condición de flujo y de pérdidas.

El modo de control deseado entonces consiste en el ajuste de la válvula a una posición intermedia que produzca cero error en condiciones promedio del proceso y un controlador que cierre la válvula proporcionalmente a la magnitud del error generado por tener una variable de proceso mayor que la referencia y que la abra proporcionalmente para el caso inverso. En otras palabras, la ley de control para el modo proporcional es:

$$V = KE + M$$

Donde:

$$E = PV - SP$$

K = Constante de proporcionalidad (ganancia proporcional)..

M = Ajuste constante de la válvula para un error cero

(Bajo condiciones promedio del proceso)

La ecuación anterior, en la ecuación de una línea recta se muestra en la figura 10.7

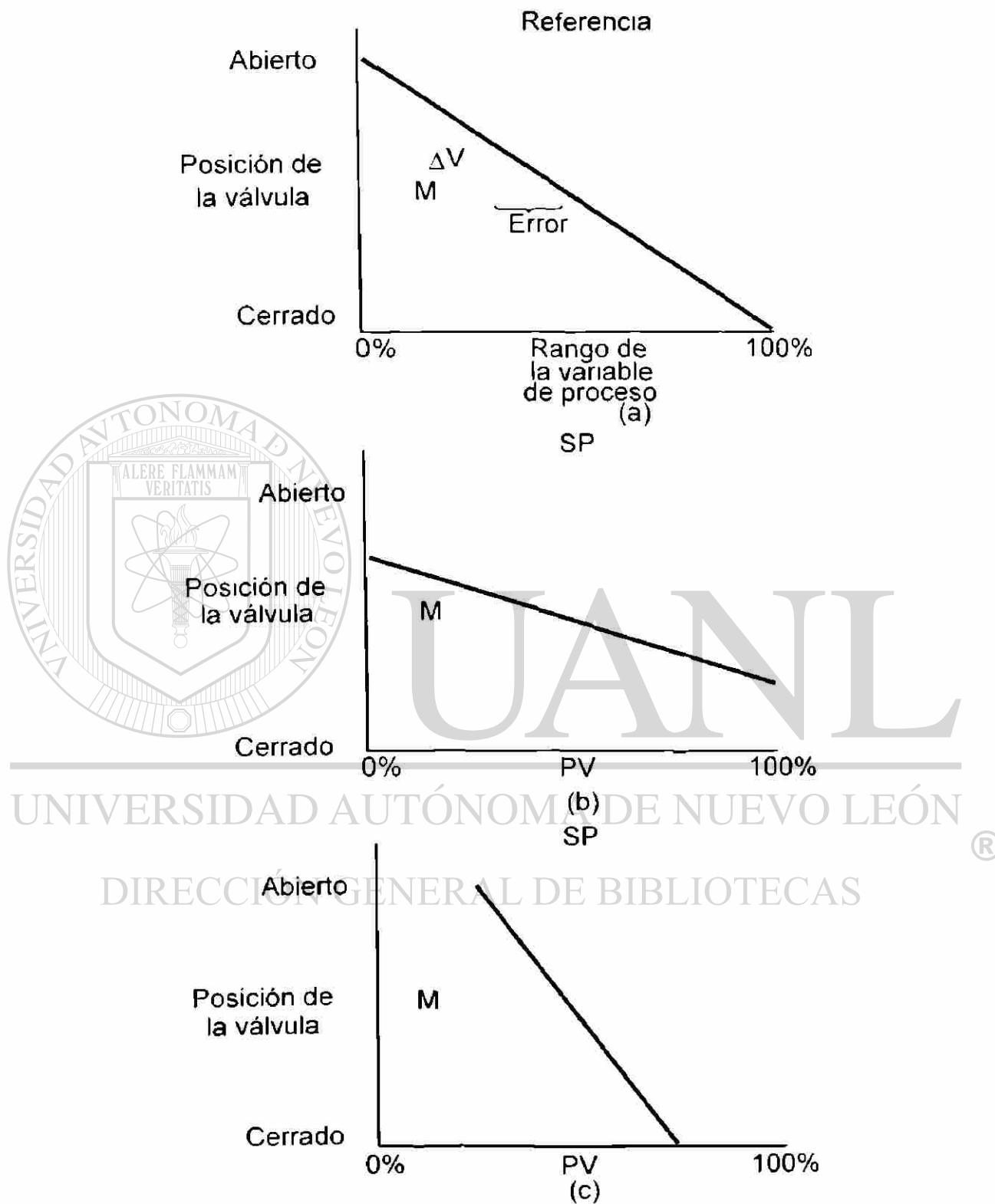


Figura 10.7 Ley de control proporcional (a) Ganancia proporcional ($\Delta V/\text{error}$). (b) Baja ganancia. (c) Alta ganancia.

La constante de proporcionalidad K es llamada ganancia proporcional del controlador. Como puede verse en la figura 10 7b y c, la ganancia o pendiente de la línea determina el cambio en la apertura de la válvula correspondiente a un error determinado.

El porcentaje de cambio en error necesario para mover la válvula plenamente se llama banda proporcional (PB). En la figura 10 7 c se requiere un error pequeño para abrir o cerrar la válvula completamente este es un sistema con alta ganancia. Así, la relación entre ganancia y banda proporcional es inversa como lo muestra la siguiente ecuación:

$$K = \frac{100}{PB}$$

Donde:

PB esta en porcentaje (%).

El termino constante M se llama reset manual, se ajusta para que bajo condiciones promedio del proceso el error sea cero. Si se quisiera que bajo una nueva condición el error sea cero, debe ajustarse su valor (de ahí el nombre de manual).

La figura 10 8 muestra la acción de un controlador proporcional en el tiempo. Si por alguna razón, digamos cambio en la temperatura del fluido de entrada o un incremento en su flujo, el error cambia bruscamente a un valor dado, la válvula se moverá instantáneamente una cantidad proporcional al error y en una dirección adecuada para reducir el error a cero.

Si el error se mantiene constante, la nueva posición de la válvula permanecerá. La desventaja del modo de control proporcional pueden ser determinadas siguiendo las consecuencias de esta clase de perturbaciones en un sistema de lazo cerrado.

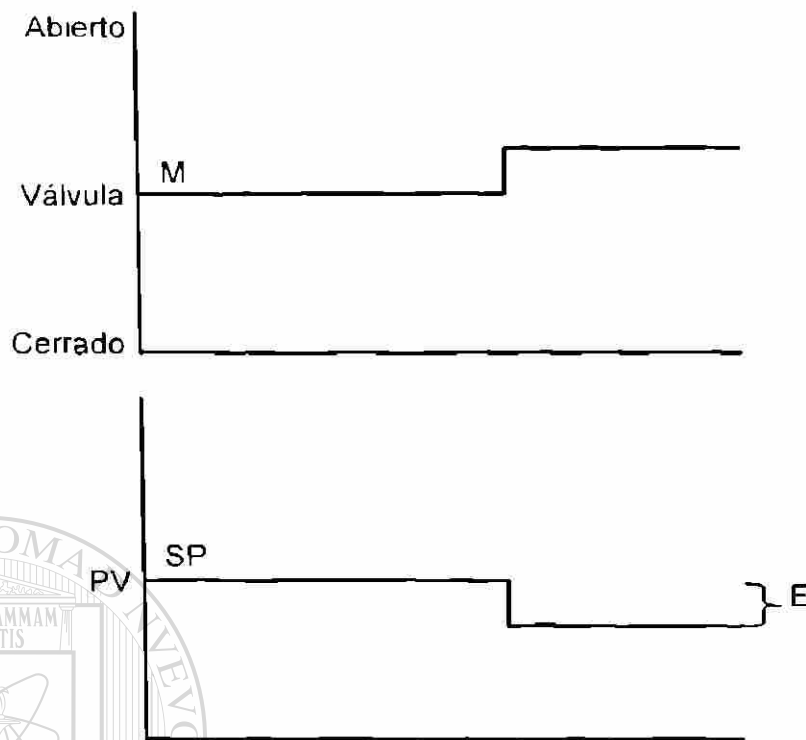
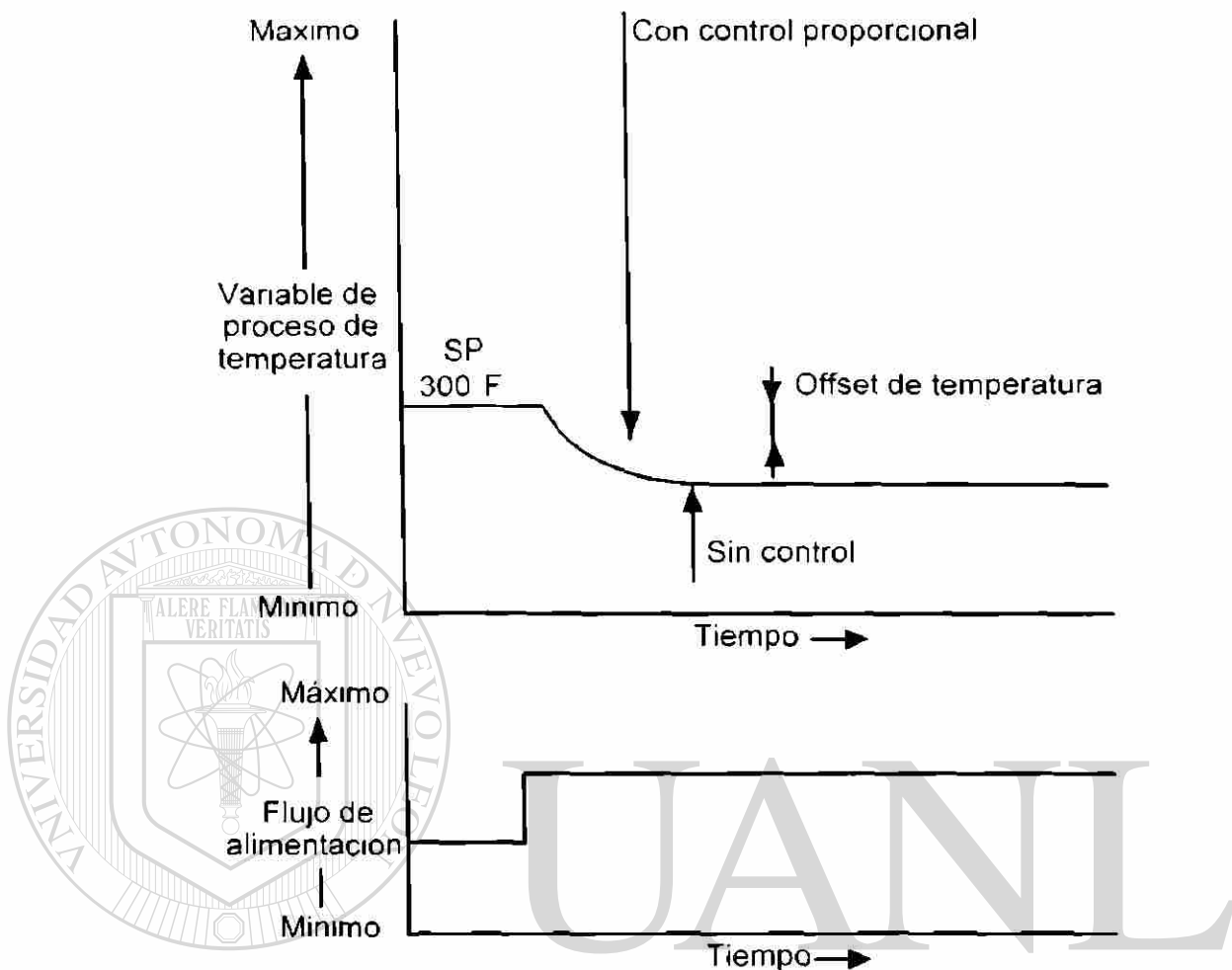


Figura 10.8 Respuesta de un escalón de control proporcional.

Asuma que el sistema es puesto en lazo abierto y que por lo tanto no hay control. Si se presenta una perturbación escalón como la que se muestra en la figura 10.8, la posición de la válvula no cambiará y la temperatura tomará un nuevo valor de estado estable con error constante.

Ahora, restablezcamos la condición de lazo cerrado con control proporcional. La válvula responderá con el propósito de reducir este error, pero la ley de control establece que V cambia solo con E , mientras M permanece constante. Esto es, para cualquier posición de la válvula diferente de M , la cual corresponde a un valor definido de error E . Este error residual, mostrado en la figura 10.9 se llama offset o error de estado estable.

Así, el modo de control proporcional presenta error cero solo para una condición del proceso (la definida como condición promedio del proceso), establecida por el valor de M o Reset Manual.



Respuesta a un cambio en carga

Figura 10.9 Respuesta de un control proporcional

a un escalón en la carga.

10.4.1 Ganancia, offset y estabilidad.

Antes de terminar de ver el controlador proporcional examinemos el termino ganancia K . Primeramente, si el controlador es representado por las ecuaciones, no hay términos que dependan del tiempo (dinámicos) en el algoritmo que muestra su comportamiento. Si asumimos por el momento que ninguno de los componentes en la figura 10 1 tienen términos atrasos en el tiempo podemos tener el diagrama de flujo del sistema como se muestra en la figura 10 10, donde cada componente esta representado por una función de transferencia en su bloque

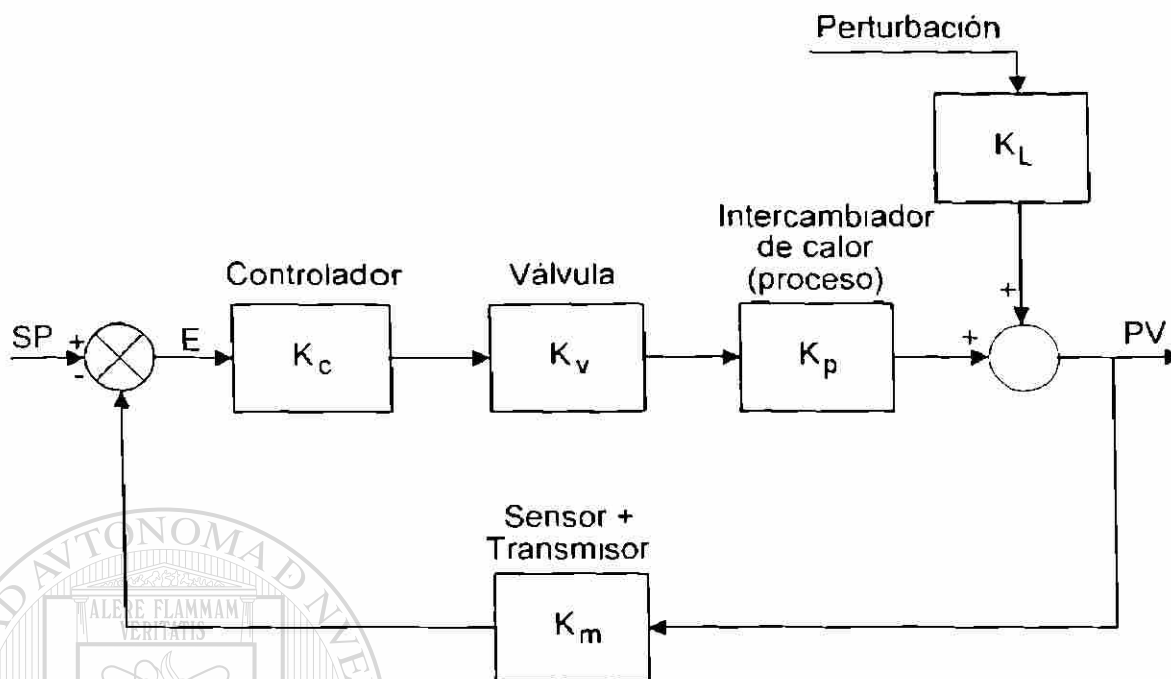


Figura 10.10 Diagrama de bloques de un control proporcional.

La función de transferencia es solo una relación matemática entre una entrada y una salida y como ninguno de los bloques dependen del tiempo, son términos de ganancia simples K_i . Como el flujo de señal está dado por la dirección de las flechas el álgebra básica de las funciones de transferencia permite combinarlas simplemente efectuando la operación de multiplicación.

Así, la ganancia final hacia adelante del sistema se obtiene multiplicando todos los términos de ganancia en la rama hacia adelante de lazo. Solo se debe cuidar de tener las unidades correctas de cada K . Cuando se utiliza un controlador electrónico la entrada y salida son señales eléctricas. Así:

$$K_c = \frac{\text{Volts de salida}}{\text{Volts de entrada}} = \frac{V}{V}$$

Puede asumir que la válvula genera un flujo de vapor proporcional al voltaje de salida del controlador o

$$K_v = \frac{\text{Flujo}}{\text{Volts}} = \frac{F}{V}$$

El proceso responde a un incremento en el flujo de vapor con un incremento lineal en la temperatura de la variable del proceso, así:

$$K_p \quad \frac{^{\circ}\text{F}}{\text{F}} = \frac{\text{T}}{\text{F}}$$

Multiplicando estas variables, tenemos

$$K = K_c K_v K_p \quad \frac{\text{V}}{\text{V}} \cdot \frac{\text{F}}{\text{V}} \cdot \frac{\text{T}}{\text{F}} = \frac{\text{T}}{\text{V}} \text{ Volt}$$

Como el sensor debe convertir temperatura en una señal eléctrica para que E este en volts.

$$K_m \quad \frac{\text{Volts}}{^{\circ}\text{F}} = \frac{\text{V}}{\text{T}}$$

Y $K K_m$, alrededor del lazo, es una ganancia adimensional, como debe de ser.

Se asume, por simplicidad que el valor de K_m es unitario, así el diagrama de bloques simplificado resultante se muestra en la figura 10.11.

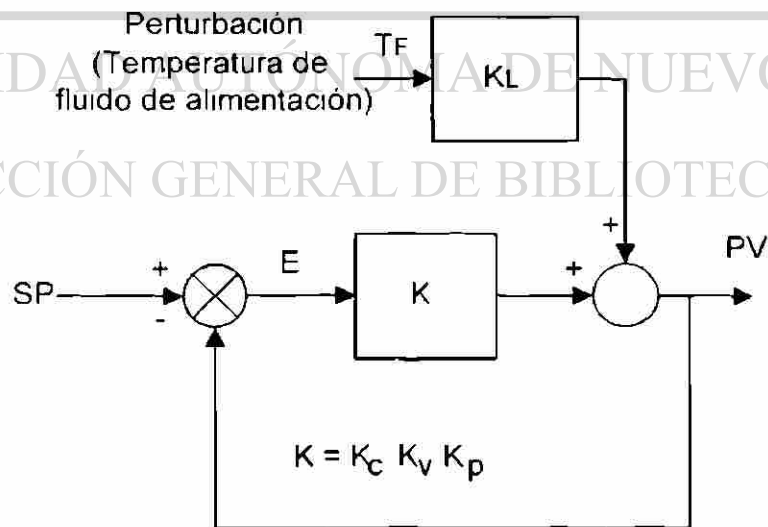


Figura 10.11 Diagrama de bloques simplificado.

Las dimensiones de K_L dependen de la clase de perturbación. Por ejemplo, asumamos que la perturbación sea la temperatura de entrada del fluido alimentado al intercambiador de calor, digamos que $K_L = 1 \frac{F}{F}$. Así, si ΔPV es el cambio en la variable del proceso (temperatura del fluido de salida) y ΔF es la perturbación (cambio en la temperatura del fluido de alimentación), como E como $SP - PV$

$$\Delta PV = K\Delta E + \Delta K_L \Delta F$$

Y como SP permanece constante.

$$\Delta E = - \Delta PV$$

$$\Delta PV = - K\Delta PV + k_L \Delta F$$

$$E = SP - PV$$

$$PV_1 = KE_1 + M$$

$$PV_2 = KE_2 + M + K_L \Delta F$$

$$\Delta PV = PV_2 - PV_1 = K(E_2 - E_1) + K_L \Delta F$$

$$\Delta PV = K\Delta E + K_L \Delta F$$

Ahora podemos cuantificar el offset en temperatura resultante de la aplicación de un controlador proporcional (figura 10.9). El error de estado estable offset puede ser hecho tan pequeño como sea deseado, aunque nunca será cero, incrementando la ganancia pues la magnitud de la perturbación es reducido por un factor $1/(1+K)$

Pero esto es cierto solo si no hay términos de atraso en las funciones de transferencia como asumimos, lo cual no es cierto. Cuando hay un atraso, no importa que tan pequeño, un incremento a la ganancia generara una tendencia a la inestabilidad

Por ejemplo, asumamos que el elemento de sensor (mostrado en la figura 10.2) introduce un tiempo muerto (retraso de transportación) de un minuto en adquirir el valor de la variable de proceso y suponga que los demás atrasos del sistema son despreciables.

Si la temperatura del flujo de alimentación cae 1°F Ajustando inicialmente el controlador para tener una ganancia de lazo de $K = 0.5$, al finalizar el primer minuto, la temperatura en el sensor habrá bajado 1 F y el controlador manipula la válvula para incrementar la temperatura $\frac{1}{2}\text{ F}$. Este incremento en la temperatura no es detectado por un minuto. Cuando se detecta el controlador opera la válvula para reducir la temperatura en $\frac{1}{4}\text{ }^{\circ}\text{F}$ y así indefinidamente, la secuencia de cambio de temperatura será.

$$\text{PV inicial} (1 - \frac{1}{2} + \frac{1}{4} - \frac{1}{8}) \dots$$

La cual pertenece a una serie geométrica que tiene limite en $\frac{2}{3}$, así, finalmente la PV se estabiliza en.

$$\text{PV final} = (\text{PV inicial} - \frac{2}{3})^{\circ}\text{F}$$

Lo cual concuerda con la ecuación

$$\text{PV final} = \text{PV inicial} - \Delta\text{PV}$$

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Donde

$$\Delta\text{PV} = \frac{1}{1+K} \Delta\text{TF} - \frac{1}{1+0.5} (1) - \frac{2}{3}$$

$$\therefore \text{PV final} = (\text{PV inicial} - \frac{2}{3})\text{ F}$$

Con la misma lógica anterior, si la ganancia es ajustada a 1, la serie para una perturbación de 1°F será:

$$\text{PV inicial} - 1 + 1 - 1 + 1 - \dots$$

Y el sistema oscilará indefinidamente a intervalos de 1 minuto

Si se ajusta la K a una cantidad mayor, digamos 1.1 , las oscilaciones se incrementarían en magnitud y el error cada vez sería mayor con el tiempo, la secuencia obtenida para este caso es la siguiente:

$$PV_{\text{final}} = PV_{\text{inicial}} - 1 + 1.1 + 1.1^2 + 1.1^3 - 1.1^4 + 1.1^5 - 1.1^6 + 1.1^7 - 1.1^8 + 1.1^9 - 1.1^{10} + 1.1^{11} - 1.1^{12} + 1.1^{13} - 1.1^{14} + 1.1^{15} - 1.1^{16} + 1.1^{17} - 1.1^{18} + 1.1^{19} - 1.1^{20} + 1.1^{21} - 1.1^{22} + 1.1^{23} - 1.1^{24} + 1.1^{25} - 1.1^{26} + 1.1^{27} - 1.1^{28} + 1.1^{29} - 1.1^{30} + 1.1^{31} - 1.1^{32} + 1.1^{33} - 1.1^{34} + 1.1^{35} - 1.1^{36} + 1.1^{37} - 1.1^{38} + 1.1^{39} - 1.1^{40} + 1.1^{41} - 1.1^{42} + 1.1^{43} - 1.1^{44} + 1.1^{45} - 1.1^{46} + 1.1^{47} - 1.1^{48} + 1.1^{49} - 1.1^{50} + 1.1^{51} - 1.1^{52} + 1.1^{53} - 1.1^{54} + 1.1^{55} - 1.1^{56} + 1.1^{57} - 1.1^{58} + 1.1^{59} - 1.1^{60} + 1.1^{61} - 1.1^{62} + 1.1^{63} - 1.1^{64} + 1.1^{65} - 1.1^{66} + 1.1^{67} - 1.1^{68} + 1.1^{69} - 1.1^{70} + 1.1^{71} - 1.1^{72} + 1.1^{73} - 1.1^{74} + 1.1^{75} - 1.1^{76} + 1.1^{77} - 1.1^{78} + 1.1^{79} - 1.1^{80} + 1.1^{81} - 1.1^{82} + 1.1^{83} - 1.1^{84} + 1.1^{85} - 1.1^{86} + 1.1^{87} - 1.1^{88} + 1.1^{89} - 1.1^{90} + 1.1^{91} - 1.1^{92} + 1.1^{93} - 1.1^{94} + 1.1^{95} - 1.1^{96} + 1.1^{97} - 1.1^{98} + 1.1^{99} - 1.1^{100} + 1.1^{101} - 1.1^{102} + 1.1^{103} - 1.1^{104} + 1.1^{105} - 1.1^{106} + 1.1^{107} - 1.1^{108} + 1.1^{109} - 1.1^{110} + 1.1^{111} - 1.1^{112} + 1.1^{113} - 1.1^{114} + 1.1^{115} - 1.1^{116} + 1.1^{117} - 1.1^{118} + 1.1^{119} - 1.1^{120} + 1.1^{121} - 1.1^{122} + 1.1^{123} - 1.1^{124} + 1.1^{125} - 1.1^{126} + 1.1^{127} - 1.1^{128} + 1.1^{129} - 1.1^{130} + 1.1^{131} - 1.1^{132} + 1.1^{133} - 1.1^{134} + 1.1^{135} - 1.1^{136} + 1.1^{137} - 1.1^{138} + 1.1^{139} - 1.1^{140} + 1.1^{141} - 1.1^{142} + 1.1^{143} - 1.1^{144} + 1.1^{145} - 1.1^{146} + 1.1^{147} - 1.1^{148} + 1.1^{149} - 1.1^{150} + 1.1^{151} - 1.1^{152} + 1.1^{153} - 1.1^{154} + 1.1^{155} - 1.1^{156} + 1.1^{157} - 1.1^{158} + 1.1^{159} - 1.1^{160} + 1.1^{161} - 1.1^{162} + 1.1^{163} - 1.1^{164} + 1.1^{165} - 1.1^{166} + 1.1^{167} - 1.1^{168} + 1.1^{169} - 1.1^{170} + 1.1^{171} - 1.1^{172} + 1.1^{173} - 1.1^{174} + 1.1^{175} - 1.1^{176} + 1.1^{177} - 1.1^{178} + 1.1^{179} - 1.1^{180} + 1.1^{181} - 1.1^{182} + 1.1^{183} - 1.1^{184} + 1.1^{185} - 1.1^{186} + 1.1^{187} - 1.1^{188} + 1.1^{189} - 1.1^{190} + 1.1^{191} - 1.1^{192} + 1.1^{193} - 1.1^{194} + 1.1^{195} - 1.1^{196} + 1.1^{197} - 1.1^{198} + 1.1^{199} - 1.1^{200} + 1.1^{201} - 1.1^{202} + 1.1^{203} - 1.1^{204} + 1.1^{205} - 1.1^{206} + 1.1^{207} - 1.1^{208} + 1.1^{209} - 1.1^{210} + 1.1^{211} - 1.1^{212} + 1.1^{213} - 1.1^{214} + 1.1^{215} - 1.1^{216} + 1.1^{217} - 1.1^{218} + 1.1^{219} - 1.1^{220} + 1.1^{221} - 1.1^{222} + 1.1^{223} - 1.1^{224} + 1.1^{225} - 1.1^{226} + 1.1^{227} - 1.1^{228} + 1.1^{229} - 1.1^{230} + 1.1^{231} - 1.1^{232} + 1.1^{233} - 1.1^{234} + 1.1^{235} - 1.1^{236} + 1.1^{237} - 1.1^{238} + 1.1^{239} - 1.1^{240} + 1.1^{241} - 1.1^{242} + 1.1^{243} - 1.1^{244} + 1.1^{245} - 1.1^{246} + 1.1^{247} - 1.1^{248} + 1.1^{249} - 1.1^{250} + 1.1^{251} - 1.1^{252} + 1.1^{253} - 1.1^{254} + 1.1^{255} - 1.1^{256} + 1.1^{257} - 1.1^{258} + 1.1^{259} - 1.1^{260} + 1.1^{261} - 1.1^{262} + 1.1^{263} - 1.1^{264} + 1.1^{265} - 1.1^{266} + 1.1^{267} - 1.1^{268} + 1.1^{269} - 1.1^{270} + 1.1^{271} - 1.1^{272} + 1.1^{273} - 1.1^{274} + 1.1^{275} - 1.1^{276} + 1.1^{277} - 1.1^{278} + 1.1^{279} - 1.1^{280} + 1.1^{281} - 1.1^{282} + 1.1^{283} - 1.1^{284} + 1.1^{285} - 1.1^{286} + 1.1^{287} - 1.1^{288} + 1.1^{289} - 1.1^{290} + 1.1^{291} - 1.1^{292} + 1.1^{293} - 1.1^{294} + 1.1^{295} - 1.1^{296} + 1.1^{297} - 1.1^{298} + 1.1^{299} - 1.1^{300} + 1.1^{301} - 1.1^{302} + 1.1^{303} - 1.1^{304} + 1.1^{305} - 1.1^{306} + 1.1^{307} - 1.1^{308} + 1.1^{309} - 1.1^{310} + 1.1^{311} - 1.1^{312} + 1.1^{313} - 1.1^{314} + 1.1^{315} - 1.1^{316} + 1.1^{317} - 1.1^{318} + 1.1^{319} - 1.1^{320} + 1.1^{321} - 1.1^{322} + 1.1^{323} - 1.1^{324} + 1.1^{325} - 1.1^{326} + 1.1^{327} - 1.1^{328} + 1.1^{329} - 1.1^{330} + 1.1^{331} - 1.1^{332} + 1.1^{333} - 1.1^{334} + 1.1^{335} - 1.1^{336} + 1.1^{337} - 1.1^{338} + 1.1^{339} - 1.1^{340} + 1.1^{341} - 1.1^{342} + 1.1^{343} - 1.1^{344} + 1.1^{345} - 1.1^{346} + 1.1^{347} - 1.1^{348} + 1.1^{349} - 1.1^{350} + 1.1^{351} - 1.1^{352} + 1.1^{353} - 1.1^{354} + 1.1^{355} - 1.1^{356} + 1.1^{357} - 1.1^{358} + 1.1^{359} - 1.1^{360} + 1.1^{361} - 1.1^{362} + 1.1^{363} - 1.1^{364} + 1.1^{365} - 1.1^{366} + 1.1^{367} - 1.1^{368} + 1.1^{369} - 1.1^{370} + 1.1^{371} - 1.1^{372} + 1.1^{373} - 1.1^{374} + 1.1^{375} - 1.1^{376} + 1.1^{377} - 1.1^{378} + 1.1^{379} - 1.1^{380} + 1.1^{381} - 1.1^{382} + 1.1^{383} - 1.1^{384} + 1.1^{385} - 1.1^{386} + 1.1^{387} - 1.1^{388} + 1.1^{389} - 1.1^{390} + 1.1^{391} - 1.1^{392} + 1.1^{393} - 1.1^{394} + 1.1^{395} - 1.1^{396} + 1.1^{397} - 1.1^{398} + 1.1^{399} - 1.1^{400} + 1.1^{401} - 1.1^{402} + 1.1^{403} - 1.1^{404} + 1.1^{405} - 1.1^{406} + 1.1^{407} - 1.1^{408} + 1.1^{409} - 1.1^{410} + 1.1^{411} - 1.1^{412} + 1.1^{413} - 1.1^{414} + 1.1^{415} - 1.1^{416} + 1.1^{417} - 1.1^{418} + 1.1^{419} - 1.1^{420} + 1.1^{421} - 1.1^{422} + 1.1^{423} - 1.1^{424} + 1.1^{425} - 1.1^{426} + 1.1^{427} - 1.1^{428} + 1.1^{429} - 1.1^{430} + 1.1^{431} - 1.1^{432} + 1.1^{433} - 1.1^{434} + 1.1^{435} - 1.1^{436} + 1.1^{437} - 1.1^{438} + 1.1^{439} - 1.1^{440} + 1.1^{441} - 1.1^{442} + 1.1^{443} - 1.1^{444} + 1.1^{445} - 1.1^{446} + 1.1^{447} - 1.1^{448} + 1.1^{449} - 1.1^{450} + 1.1^{451} - 1.1^{452} + 1.1^{453} - 1.1^{454} + 1.1^{455} - 1.1^{456} + 1.1^{457} - 1.1^{458} + 1.1^{459} - 1.1^{460} + 1.1^{461} - 1.1^{462} + 1.1^{463} - 1.1^{464} + 1.1^{465} - 1.1^{466} + 1.1^{467} - 1.1^{468} + 1.1^{469} - 1.1^{470} + 1.1^{471} - 1.1^{472} + 1.1^{473} - 1.1^{474} + 1.1^{475} - 1.1^{476} + 1.1^{477} - 1.1^{478} + 1.1^{479} - 1.1^{480} + 1.1^{481} - 1.1^{482} + 1.1^{483} - 1.1^{484} + 1.1^{485} - 1.1^{486} + 1.1^{487} - 1.1^{488} + 1.1^{489} - 1.1^{490} + 1.1^{491} - 1.1^{492} + 1.1^{493} - 1.1^{494} + 1.1^{495} - 1.1^{496} + 1.1^{497} - 1.1^{498} + 1.1^{499} - 1.1^{500} + 1.1^{501} - 1.1^{502} + 1.1^{503} - 1.1^{504} + 1.1^{505} - 1.1^{506} + 1.1^{507} - 1.1^{508} + 1.1^{509} - 1.1^{510} + 1.1^{511} - 1.1^{512} + 1.1^{513} - 1.1^{514} + 1.1^{515} - 1.1^{516} + 1.1^{517} - 1.1^{518} + 1.1^{519} - 1.1^{520} + 1.1^{521} - 1.1^{522} + 1.1^{523} - 1.1^{524} + 1.1^{525} - 1.1^{526} + 1.1^{527} - 1.1^{528} + 1.1^{529} - 1.1^{530} + 1.1^{531} - 1.1^{532} + 1.1^{533} - 1.1^{534} + 1.1^{535} - 1.1^{536} + 1.1^{537} - 1.1^{538} + 1.1^{539} - 1.1^{540} + 1.1^{541} - 1.1^{542} + 1.1^{543} - 1.1^{544} + 1.1^{545} - 1.1^{546} + 1.1^{547} - 1.1^{548} + 1.1^{549} - 1.1^{550} + 1.1^{551} - 1.1^{552} + 1.1^{553} - 1.1^{554} + 1.1^{555} - 1.1^{556} + 1.1^{557} - 1.1^{558} + 1.1^{559} - 1.1^{560} + 1.1^{561} - 1.1^{562} + 1.1^{563} - 1.1^{564} + 1.1^{565} - 1.1^{566} + 1.1^{567} - 1.1^{568} + 1.1^{569} - 1.1^{570} + 1.1^{571} - 1.1^{572} + 1.1^{573} - 1.1^{574} + 1.1^{575} - 1.1^{576} + 1.1^{577} - 1.1^{578} + 1.1^{579} - 1.1^{580} + 1.1^{581} - 1.1^{582} + 1.1^{583} - 1.1^{584} + 1.1^{585} - 1.1^{586} + 1.1^{587} - 1.1^{588} + 1.1^{589} - 1.1^{590} + 1.1^{591} - 1.1^{592} + 1.1^{593} - 1.1^{594} + 1.1^{595} - 1.1^{596} + 1.1^{597} - 1.1^{598} + 1.1^{599} - 1.1^{600} + 1.1^{601} - 1.1^{602} + 1.1^{603} - 1.1^{604} + 1.1^{605} - 1.1^{606} + 1.1^{607} - 1.1^{608} + 1.1^{609} - 1.1^{610} + 1.1^{611} - 1.1^{612} + 1.1^{613} - 1.1^{614} + 1.1^{615} - 1.1^{616} + 1.1^{617} - 1.1^{618} + 1.1^{619} - 1.1^{620} + 1.1^{621} - 1.1^{622} + 1.1^{623} - 1.1^{624} + 1.1^{625} - 1.1^{626} + 1.1^{627} - 1.1^{628} + 1.1^{629} - 1.1^{630} + 1.1^{631} - 1.1^{632} + 1.1^{633} - 1.1^{634} + 1.1^{635} - 1.1^{636} + 1.1^{637} - 1.1^{638} + 1.1^{639} - 1.1^{640} + 1.1^{641} - 1.1^{642} + 1.1^{643} - 1.1^{644} + 1.1^{645} - 1.1^{646} + 1.1^{647} - 1.1^{648} + 1.1^{649} - 1.1^{650} + 1.1^{651} - 1.1^{652} + 1.1^{653} - 1.1^{654} + 1.1^{655} - 1.1^{656} + 1.1^{657} - 1.1^{658} + 1.1^{659} - 1.1^{660} + 1.1^{661} - 1.1^{662} + 1.1^{663} - 1.1^{664} + 1.1^{665} - 1.1^{666} + 1.1^{667} - 1.1^{668} + 1.1^{669} - 1.1^{670} + 1.1^{671} - 1.1^{672} + 1.1^{673} - 1.1^{674} + 1.1^{675} - 1.1^{676} + 1.1^{677} - 1.1^{678} + 1.1^{679} - 1.1^{680} + 1.1^{681} - 1.1^{682} + 1.1^{683} - 1.1^{684} + 1.1^{685} - 1.1^{686} + 1.1^{687} - 1.1^{688} + 1.1^{689} - 1.1^{690} + 1.1^{691} - 1.1^{692} + 1.1^{693} - 1.1^{694} + 1.1^{695} - 1.1^{696} + 1.1^{697} - 1.1^{698} + 1.1^{699} - 1.1^{700} + 1.1^{701} - 1.1^{702} + 1.1^{703} - 1.1^{704} + 1.1^{705} - 1.1^{706} + 1.1^{707} - 1.1^{708} + 1.1^{709} - 1.1^{710} + 1.1^{711} - 1.1^{712} + 1.1^{713} - 1.1^{714} + 1.1^{715} - 1.1^{716} + 1.1^{717} - 1.1^{718} + 1.1^{719} - 1.1^{720} + 1.1^{721} - 1.1^{722} + 1.1^{723} - 1.1^{724} + 1.1^{725} - 1.1^{726} + 1.1^{727} - 1.1^{728} + 1.1^{729} - 1.1^{730} + 1.1^{731} - 1.1^{732} + 1.1^{733} - 1.1^{734} + 1.1^{735} - 1.1^{736} + 1.1^{737} - 1.1^{738} + 1.1^{739} - 1.1^{740} + 1.1^{741} - 1.1^{742} + 1.1^{743} - 1.1^{744} + 1.1^{745} - 1.1^{746} + 1.1^{747} - 1.1^{748} + 1.1^{749} - 1.1^{750} + 1.1^{751} - 1.1^{752} + 1.1^{753} - 1.1^{754} + 1.1^{755} - 1.1^{756} + 1.1^{757} - 1.1^{758} + 1.1^{759} - 1.1^{760} + 1.1^{761} - 1.1^{762} + 1.1^{763} - 1.1^{764} + 1.1^{765} - 1.1^{766} + 1.1^{767} - 1.1^{768} + 1.1^{769} - 1.1^{770} + 1.1^{771} - 1.1^{772} + 1.1^{773} - 1.1^{774} + 1.1^{775} - 1.1^{776} + 1.1^{777} - 1.1^{778} + 1.1^{779} - 1.1^{780} + 1.1^{781} - 1.1^{782} + 1.1^{783} - 1.1^{784} + 1.1^{785} - 1.1^{786} + 1.1^{787} - 1.1^{788} + 1.1^{789} - 1.1^{790} + 1.1^{791} - 1.1^{792} + 1.1^{793} - 1.1^{794} + 1.1^{795} - 1.1^{796} + 1.1^{797} - 1.1^{798} + 1.1^{799} - 1.1^{800} + 1.1^{801} - 1.1^{802} + 1.1^{803} - 1.1^{804} + 1.1^{805} - 1.1^{806} + 1.1^{807} - 1.1^{808} + 1.1^{809} - 1.1^{810} + 1.1^{811} - 1.1^{812} + 1.1^{813} - 1.1^{814} + 1.1^{815} - 1.1^{816} + 1.1^{817} - 1.1^{818} + 1.1^{819} - 1.1^{820} + 1.1^{821} - 1.1^{822} + 1.1^{823} - 1.1^{824} + 1.1^{825} - 1.1^{826} + 1.1^{827} - 1.1^{828} + 1.1^{829} - 1.1^{830} + 1.1^{831} - 1.1^{832} + 1.1^{833} - 1.1^{834} + 1.1^{835} - 1.1^{836} + 1.1^{837} - 1.1^{838} + 1.1^{839} - 1.1^{840} + 1.1^{841} - 1.1^{842} + 1.1^{843} - 1.1^{844} + 1.1^{845} - 1.1^{846} + 1.1^{847} - 1.1^{848} + 1.1^{849} - 1.1^{850} + 1.1^{851} - 1.1^{852} + 1.1^{853} - 1.1^{854} + 1.1^{855} - 1.1^{856} + 1.1^{857} - 1.1^{858} + 1.1^{859} - 1.1^{860} + 1.1^{861} - 1.1^{862} + 1.1^{863} - 1.1^{864} + 1.1^{865} - 1.1^{866} + 1.1^{867} - 1.1^{868} + 1.1^{869} - 1.1^{870} + 1.1^{871} - 1.1^{872} + 1.1^{873} - 1.1^{874} + 1.1^{875} - 1.1^{876} + 1.1^{877} - 1.1^{878} + 1.1^{879} - 1.1^{880} + 1.1^{881} - 1.1^{882} + 1.1^{883} - 1.1^{884} + 1.1^{885} - 1.1^{886} + 1.1^{887} - 1.1^{888} + 1.1^{889} - 1.1^{890} + 1.1^{891} - 1.1^{892} + 1.1^{893} - 1.1^{894} + 1.1^{895} - 1.1^{896} + 1.1^{897} - 1.1^{898} + 1.1^{899} - 1.1^{900} + 1.1^{901} - 1.1^{902} + 1.1^{903} - 1.1^{904} + 1.1^{905} - 1.1^{906} + 1.1^{907} - 1.1^{908} + 1.1^{909} - 1.1^{910} + 1.1^{911} - 1.1^{912} + 1.1^{913} - 1.1^{914} + 1.1^{915} - 1.1^{916} + 1.1^{917} - 1.1^{918} + 1.1^{919} - 1.1^{920} + 1.1^{921} - 1.1^{922} + 1.1^{923} - 1.1^{924} + 1.1^{925} - 1.1^{926} + 1.1^{927} - 1.1^{928} + 1.1^{929} - 1.1^{930} + 1.1^{931} - 1.1^{932} + 1.1^{933} - 1.1^{934} + 1.1^{935} - 1.1^{936} + 1.1^{937} - 1.1^{938} + 1.1^{939} - 1.1^{940} + 1.1^{941} - 1.1^{942} + 1.1^{943} - 1.1^{944} + 1.1^{945} - 1.1^{946} + 1.1^{947} - 1.1^{948} + 1.1^{949} - 1.1^{950} + 1.1^{951} - 1.1^{952} + 1.1^{953} - 1.1^{954} + 1.1^{955} - 1.1^{956} + 1.1^{957} - 1.1^{958} + 1.1^{959} - 1.1^{960} + 1.1^{961} - 1.1^{962} + 1.1^{963} - 1.1^{964} + 1.1^{965} - 1.1^{966} + 1.1^{967} - 1.1^{968} + 1.1^{969} - 1.1^{970} + 1.1^{971} - 1.1^{972} + 1.1^{973} - 1.1^{974} + 1.1^{975} - 1.1^{976} + 1.1^{977} - 1.1^{978} + 1.1^{979} - 1.1^{980} + 1.1^{981} - 1.1^{982} + 1.1^{983} - 1.1^{984} + 1.1^{985} - 1.1^{986} + 1.1^{987} - 1.1^{988} + 1.1^{989} - 1.1^{990} + 1.1^{991} - 1.1^{992} + 1.1^{993} - 1.1^{994} + 1.1^{995} - 1.1^{996} + 1.1^{997} - 1.1^{998} + 1.1^{999} - 1.1^{1000}$$

La consecuencia de un atraso de tiempo muerto es inestabilidad cuando la ganancia es uno o mayor. Observe como la ganancia y la estabilidad son propiedades del lazo completo, incluyendo el proceso, no solo del controlador.

La implementación de un controlador proporcional en una computadora digital utiliza fundamentalmente los mismos bloques vistos en el control On-Off, únicamente variará la sección de adquisición de datos en el detalle (ganancia proporcional y reset manual) y la de aplicar el modo de control (ahora proporcional).

10.5 Control integral.

Como hemos visto, el algoritmo del controlador proporcional presenta un error de estado estable cuando las condiciones del proceso cambian de las inicialmente consideradas para M , y este valor debe ser cambiado manualmente si queremos reducir el error a cero. Una forma de hacerlo en forma automática es instruir al controlador para que mueva la válvula en tanto el error persista, que es una forma común de modo integral o reset, en la cual la razón de cambio de la posición de la válvula es proporcional al error es

$$\frac{dV}{dt} = K_i E$$

Integrando la ecuación obtenemos

$$V = K_i \int E dt$$

(Si las condiciones iniciales son cero)

Esto justifica el término de control integral para este modo y en esta forma es tanto intuitiva como matemáticamente correcto concluir que el control integral anula completamente el error y así corrige el offset del controlador proporcional.

Puesto en un bloque el controlador integral tenemos

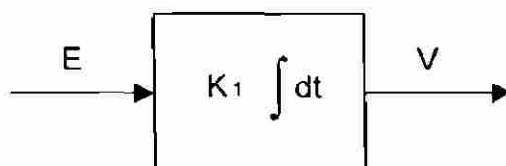


Figura 10.12 Diagrama de bloques de un control integral.

Lo que en forma analógica puede ser implementado (entre otras formas) con un amplificador operacional en la siguiente configuración.

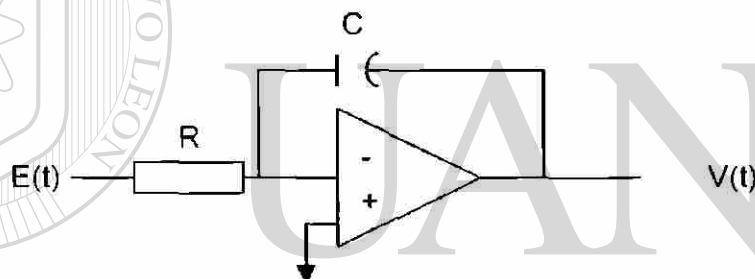


Figura 10.13 Implementación analógica de un control integral.

Cuya función de transferencia en el dominio de la transformada de Laplace se presenta como:

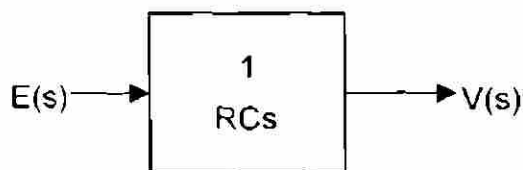


Figura 10.14 Bloque de la ecuación de un control integral.

O.

$$\frac{V(s)}{E(s)} = \frac{1}{RCs}$$

Una forma de convertir una ecuación diferencial a una ecuación que pueda implementarse fácilmente en una computadora digital es determinar su ecuación diferencia equivalente. El procedimiento es el siguiente:

1. Determine la función de transferencia de la ecuación de control en forma analógica, utilizando la notación de la transformada de Laplace.
2. Cambie la notación de Laplace a ecuaciones diferenciales
3. Póngala en forma de diferencia, utilizando la aproximación digital

$$\frac{dD}{dt} = \frac{D_n - D_{n-1}}{T_s}$$

Donde T_s es el intervalo de muestreo que es igual a $T_n - T_{n-1}$.

4. Resuelva para el valor presente de la variable (con suscrito n) utilizando solo valores pasados en el lado derecho de la ecuación (con suscritos $n-1$ donde i es mayor o igual a 1)

Para este caso tenemos

$$\frac{V(s)}{E(s)} = \frac{K}{S}$$

Manipulando la ecuación tenemos

$$V \cdot S = K \cdot E$$

Sustituyendo s (derivador) por $\frac{d}{dt}$

$$\frac{dV}{dt} = K \cdot E$$

Cambiando a la forma de diferencia tenemos

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = K \cdot E \quad \frac{\Delta V}{T_n - T_{n-1}}$$

O,

$$\frac{V_n - V_{n-1}}{T_s} = K \cdot E$$

Donde T_s es el intervalo o tiempo de muestro

Simplificando: $V_n - V_{n-1} = K * E * T_s$

$$V_n = K * E * T_s + V_{n-1}$$

El cual es el algoritmo del modo de control integral en su forma digital
Para su implementación el diagrama de flujo queda en la siguiente forma

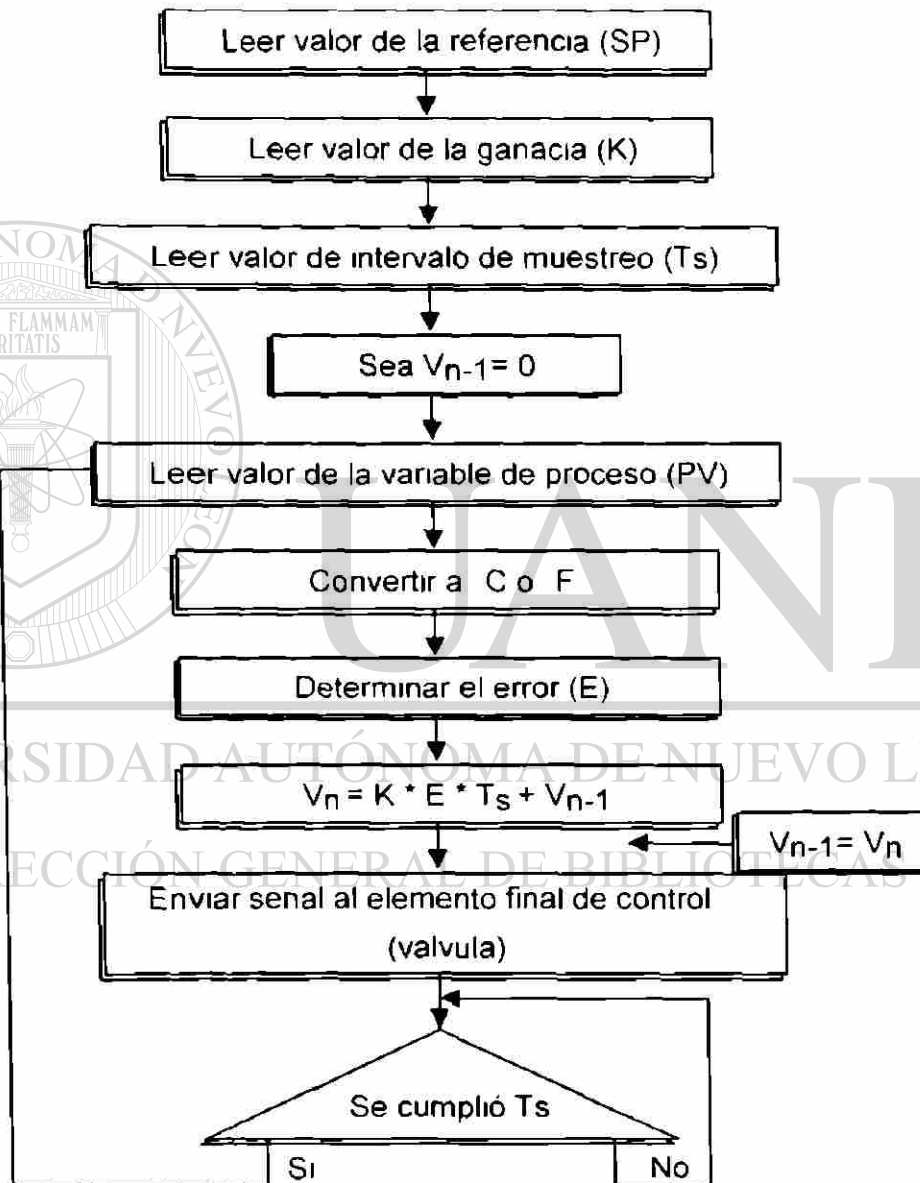


Figura 10.15 Diagrama detallado de bloques de tareas de la computadora en un control integral.

10.6 Control proporcional más integral.

Si se combinan el control proporcional K y el control integral, la ecuación de control será

$$V = K \cdot E + K_I \int E dt + M$$

Este es conocido como controlador de dos modos o controlador PI (proporcional + integral). El comportamiento de un controlador PI ante un escalón de entrada se muestra en la figura 10.16

La salida del controlador (posición) de la válvula cambia casi instantáneamente por una magnitud $K \cdot E$ como resultado del término proporcional, pero como el error persiste (se asume un lazo abierto), el término integral continúa moviendo la válvula con una velocidad dada por la ganancia integral K_I .

Después de un tiempo T_I , llamado tiempo de reset, el movimiento de la válvula debido a la contribución del término integral viene a ser igual a la contribución proporcional original $K \cdot E$.

El ajuste de reset del controlador entonces puede ser expresado en términos de T_I , el tiempo de reset, o su recíproco (RPM) repeticiones por minuto, que expresa cuantas veces por minuto la contribución integral repite la contribución proporcional $K \cdot E$.

El algoritmo PI en términos del tiempo de reset es

$$V = K E + \frac{K}{T_I} \int E dt + M$$

La relación entre K_I , T_I y K (la ganancia proporcional será entonces:

$$K_I = \frac{K}{T_I}$$

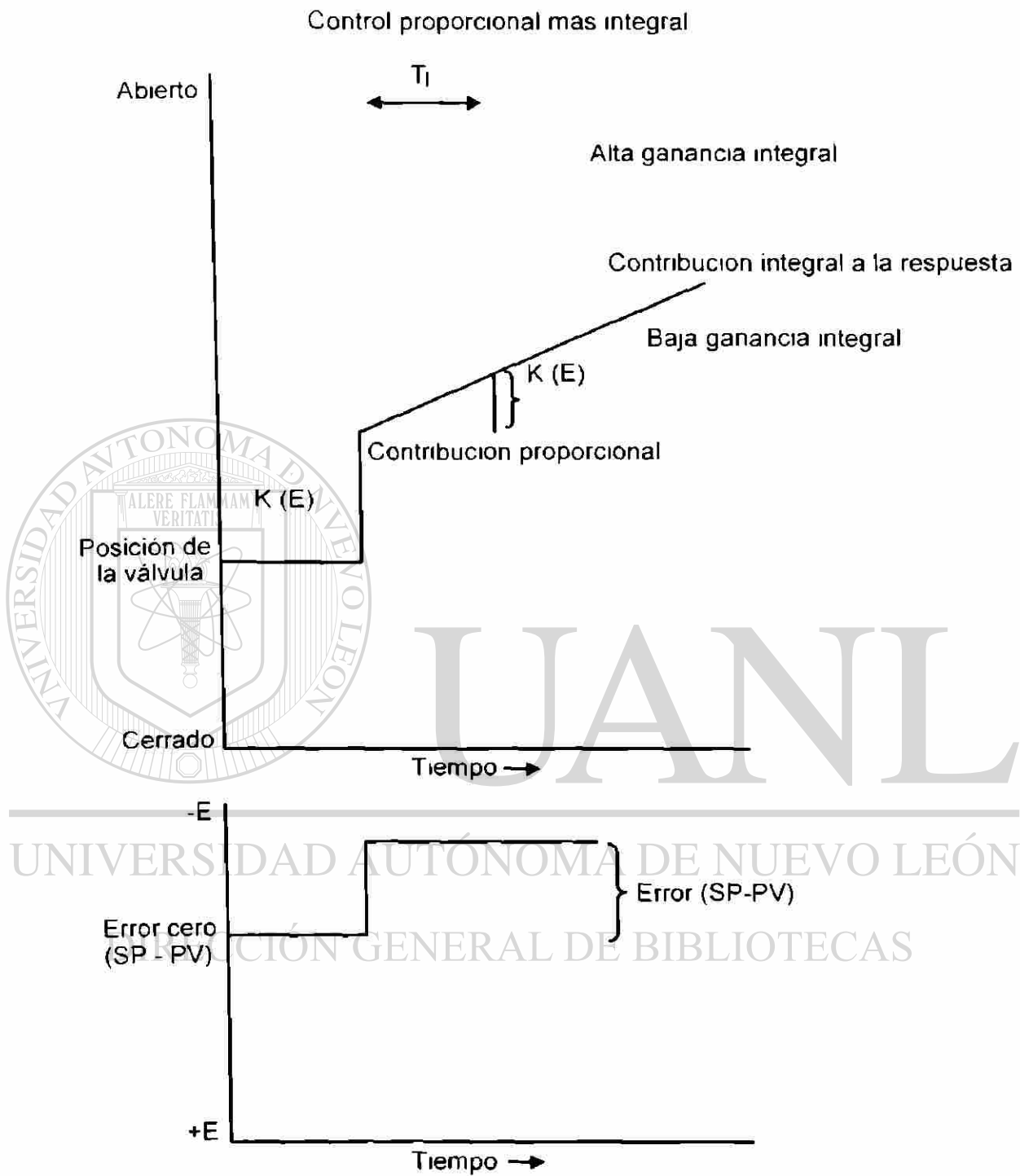
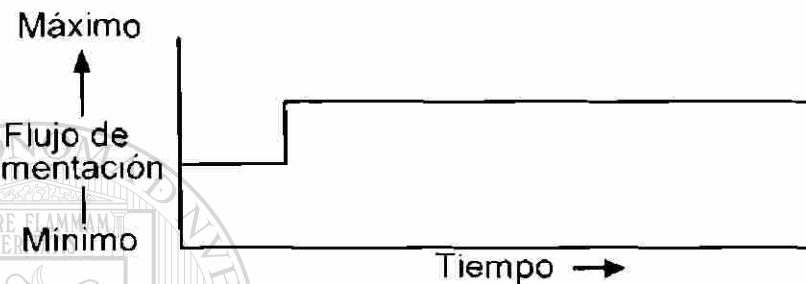
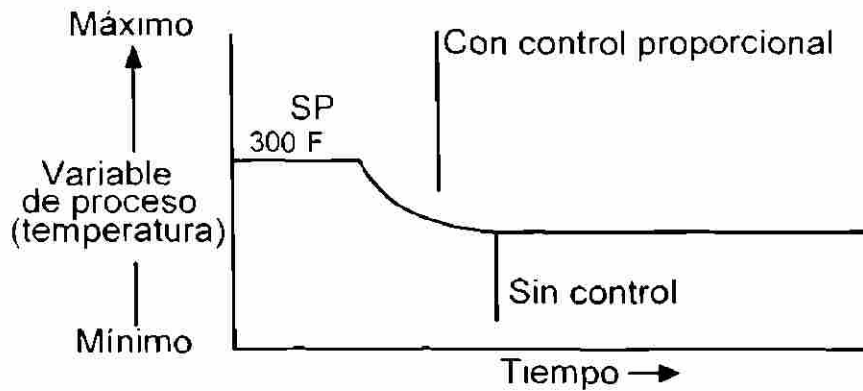
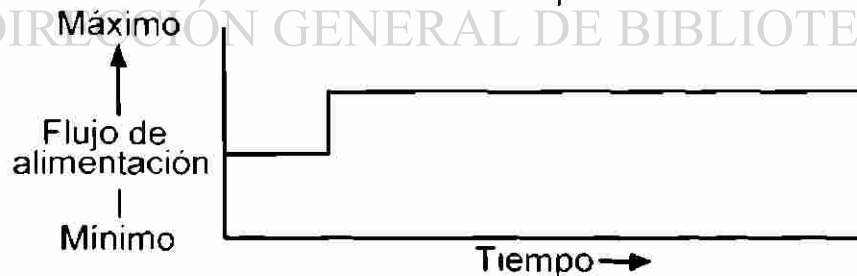
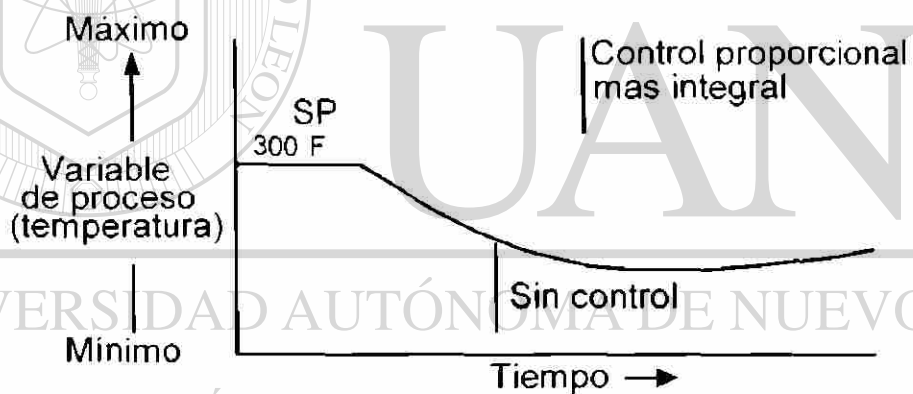


Figura 10.16 Respuesta escalón de un control PI.

La figura 10 17 muestra, en términos de un sistema de lazo cerrado, los beneficios obtenidos al agregar el modo integral o reset. Así, la respuesta de este sistema a un cambio escalón en el proceso es finalmente nulificar el error.



Respuesta a un cambio en la carga con control proporcional



Respuesta de un control proporcional más integral

Figura 10.17 Mejora en el comportamiento de lazo cerrado debido al control PI.

10.7 Control derivativo (rate).

Observando la figura 10 17 llegamos a la conclusión de que pasa una substancial cantidad de tiempo antes que el error regrese a cero. Si en el proceso el producto fuera sensible a variación de la temperatura en la variable de proceso seguramente esto resultara en una gran cantidad de producto fuera de especificaciones mientras la variable de proceso regresa a su valor. Intuitivamente vemos que una forma de mejorar el controlador puede ser anticiparse al error sentido (cuando y que tan rápido empieza a moverse). Esto es, podemos sensar la razón de cambio o derivada del error y añadir un termino proporcional a ese factor como una corrección al controlador. Expresado esto matemáticamente

$$V = K_D \frac{dE}{dt}$$

Donde K_D es la constante derivativa o constante rate. Es claro que el termino rate afecta al controlador solamente durante un cambio en la magnitud del error. Un valor de estado estable de E puede ser corregido solamente por los algoritmos P I o PI. Aun cuando el termino derivativo puede ser usado con el control proporcional para formar el controlador de dos modos PD, un tipo mas común es el PID o controlador de tres modos. El algoritmo del controlador PID es:

$$V = K E + \frac{1}{T_I} \int E dt + T_D \frac{dE}{dt} + M$$

El termino T_D es el tiempo derivativo o rate y esta relacionado con K_D , la constante de ganancia rate tal como lo esta T_I de K_I como

$$K_D = K T_D$$

La figura 10 18 muestra el comportamiento de un controlador de dos modos PD

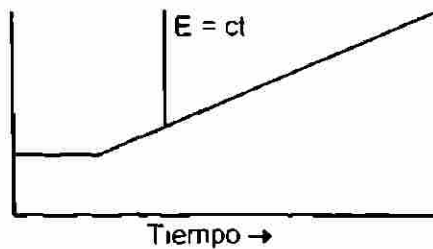
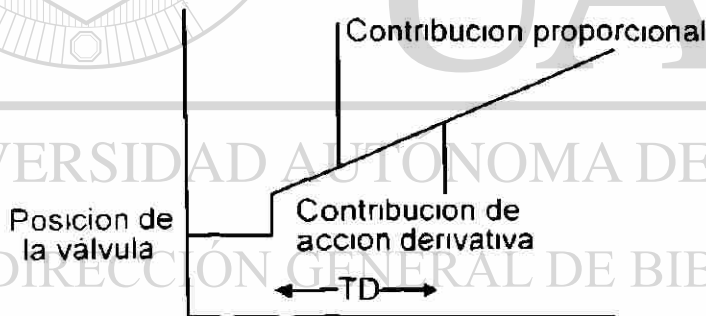
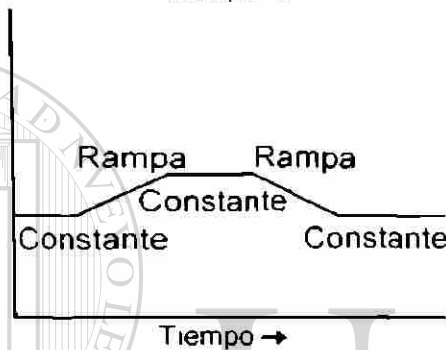
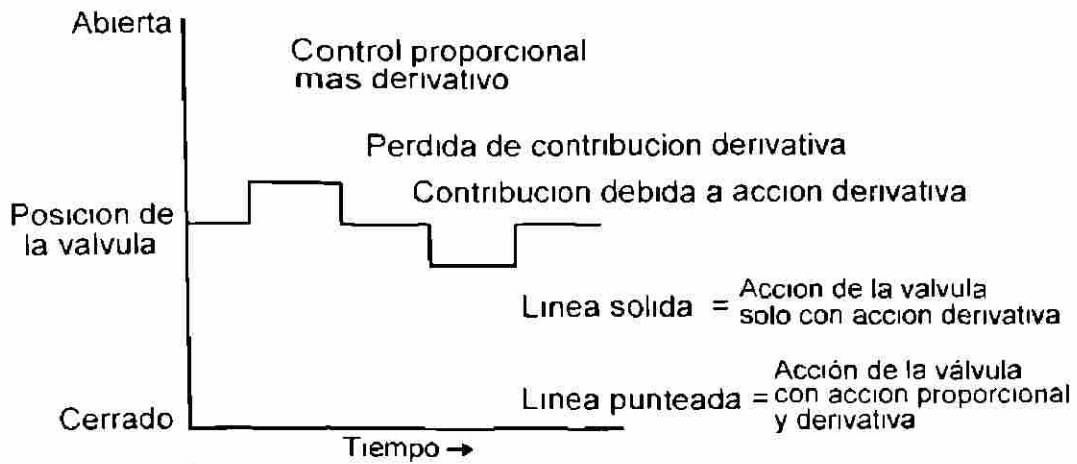


Figura 10.18 Acción de controlador PD a) Solo acción derivativa b) Acción proporcional más derivativa.

Si la referencia es movida linealmente (en forma de rampa de tal forma que el error de lazo abierto esta en función del tiempo $E = ct$), la acción rate o derivativa generará inmediatamente un escalón en la posición de la válvula proporcional a la pendiente del error c . Tomara un tiempo T_d al factor proporcional $K * E$ igualar la corrección rate anticipada.

Como muestra la figura 10.18, este controlador es activado por cambios rampa en la referencia, tiene una respuesta compuesta por una componente proporcional y una componente rate, proporcionando un efecto neto de acelerar la acción de la válvula. Si la expresión lineal de la rampa $E = ct$ se sustituye en la ecuación:

$$V - M = KE + KT_D \frac{dE}{dt}$$

Resultara.

$$V - M = Kc(t + T_D)$$

Demostrando que la respuesta de la válvula esta adelantada en el tiempo por una cantidad T_D . Para implementar un algoritmo digital de la contribución derivativa tenemos

$$V = K_d s E$$

$$V = K_d \frac{dE}{dt} = K_d \frac{\Delta E}{\Delta T} = K_d \frac{E_n - E_{n-1}}{T_n - T_{n-1}}$$

Suponiendo un tiempo de muestro uniforme igual a T_s tendremos

$$V = \frac{K_d (E_n - E_{n-1})}{T_s}$$

Lo cual al sumarse al término de un controlador proporcional generaría la ecuación diferencia de un controlador de dos modos PD.

10.8 Algoritmo PID Ideal y Real.

El algoritmo PID y sus componentes no son los únicos modos de control en uso son posibles muchas variantes, especialmente con la flexibilidad que presentan la implementación en computadora de términos no lineales de ganancia, zonas muertas, potencias del error, tal como E^2 y familias de algoritmos óptimos tales como las formas del prototipo mínimo.

Sin embargo, los controladores más utilizados son el PI y el PID (alrededor de un 90% de los existentes). Desde el punto de vista de universalidad representan un estándar a través del cual se miden y evalúan otras formas de control

El controlador PID ideal es la suma de los elementos proporcional, integral y derivativo, esto es en función de la transformada de Laplace:

$$\frac{V}{E} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right)$$

Esta función de transferencia se muestra en la figura 10.19

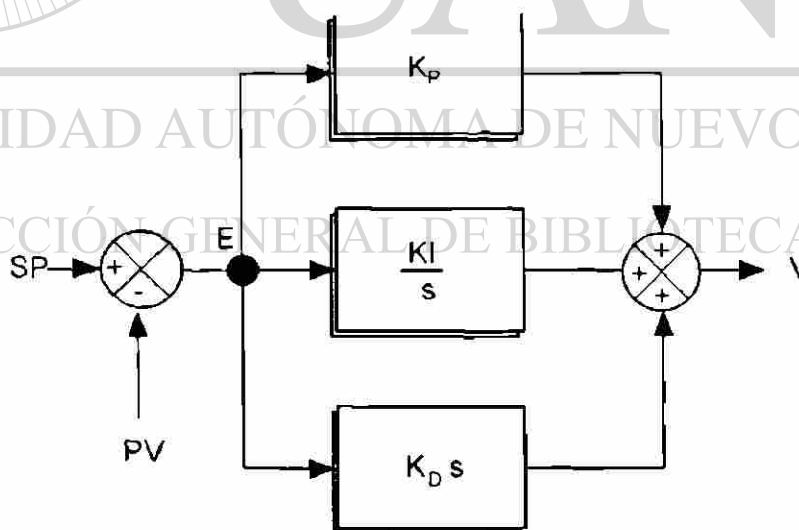


Figura 10.19 Controlador PID ideal o no interactivo.

Otro nombre para esta forma es controlador de tres términos o no interactivo pues se suma cada término y los ajustes de cada bloque pueden ser hechos en forma independiente

En el caso práctico se limita las señales de alta frecuencia mediante un filtro paso bajo

$$\frac{1}{1 + T_f S}$$

Resultando:

$$\frac{V}{E} = \frac{K}{1 + T_f S} \left(1 + \frac{1}{T_I S} + T_D S \right)$$

Haciendo algunas transformaciones y utilizando la igualdad $T_f = \gamma T_I$ llegamos a la forma "Real" o interactiva del controlador PID.

$$\frac{V}{E} = \frac{K_1 (T_1 S + 1) (T_2 S + 1)}{T_1 S (\gamma T_2 S + 1)}$$

Donde

V = Salida (a la válvula)

E = Error (PV - SP)

T1 = Constante de tiempo integral

T2 = Constante de tiempo derivativa

γ = Constante de razón de amplitud.

S = Operador de laplace.

K1 = Ganancia.

Esta última ecuación es representativa de la mayoría de los controladores analógicos. La siguiente ecuación (que es igual a la anterior pero puesta en otra forma) permite que la ecuación de control sea implementada en computadora pues es más conveniente para su programación.

$$\frac{V}{E} = \frac{T_2 S + 1}{\gamma T_2 S + 1} K_I \left(1 + \frac{1}{T_I S} \right)$$

La figura 10 20 muestra su representación en bloques

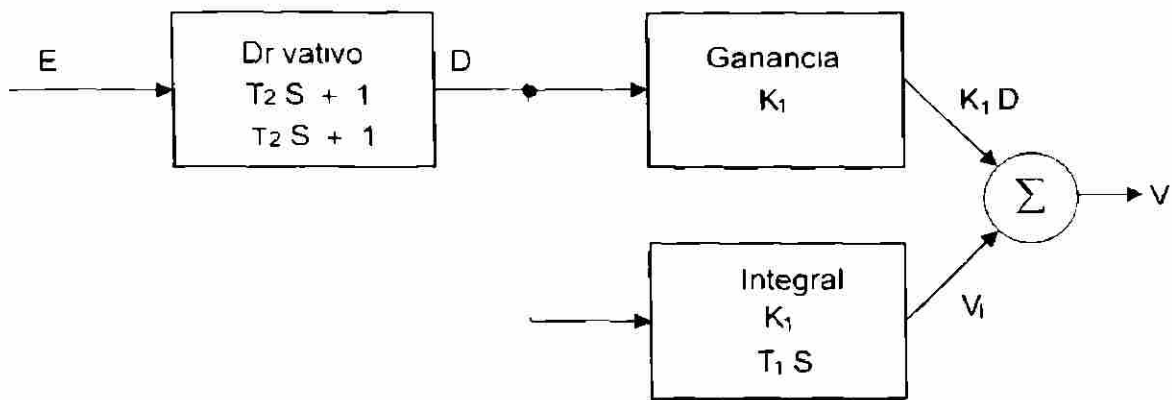


Figura 10.20 Diagrama de bloques del algoritmo PID real o interactivo.

Con esta aproximación, el algoritmo puede ser dividido para cada bloque. Tomemos el bloque derivativo primero

$$\frac{D}{E} = \frac{T_2 S + 1}{\gamma T_2 S + 1}$$

Donde D es la salida del bloque derivativo entonces.

$$(\gamma T_2 S + 1) D = (T_2 S + 1) E$$

$$\gamma T_2 \frac{dD}{dt} + D = T_2 \frac{dE}{dt} + E$$

Cambiando a la forma diferencial, utilizando.

$$\Delta D = D_n - D_{n-1}$$

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

$$\Delta T = T_n - T_{n-1} = T_s \text{ (período de muestro)}$$

$$\gamma T_2 \frac{D_n - D_{n-1}}{T_s} + D_n = T_2 \frac{E_n - E_{n-1}}{T_s} + E_n$$

$$\gamma D_n (T_2 + T_s) = T_2 D_{n-1} + T_2 (E_n - E_{n-1}) + E_n T_s$$

$$D_n = D_{n-1} + \frac{1}{\gamma T_2} \left[T_2 (E_n - E_{n-1}) + E_n T_s - D_{n-1} T_s \right]$$

Para resolver para D_n , el valor actual (último) del derivativo en término de valores pasados, se requiere una manipulación posterior de la última ecuación

$$\begin{aligned}
 D_n - 1 + \frac{T_s}{\gamma T_2} &= D_n - 1 + \frac{1}{\gamma} (E_n - E_{n-1}) + \frac{T_s}{\gamma T_2} E_n \\
 D_n &= \frac{T_2}{\gamma T_2 + T_s} D_n - 1 + \left(\frac{T_2}{\gamma T_2 + T_s} \right) (E_n - E_{n-1}) \\
 &\quad + \left(\frac{T_2}{\gamma T_2 + T_s} \right) (E_n - E_{n-1}) \\
 D_n - 1 &= \frac{T_2}{\gamma T_2 + T_s} D_n - 1 + \left(\frac{T_2}{\gamma T_2 + T_s} \right) (E_n - E_{n-1}) \\
 &\quad + \left(\frac{T_2}{\gamma T_2 + T_s} \right) (E_n - E_{n-1}) \\
 D_n - 1 &+ \left(\frac{T_2}{\gamma T_2 + T_s} \right) (E_n - E_{n-1}) + \left(\frac{T_s}{\gamma T_2 + T_s} \right) (E_n - D_n - 1)
 \end{aligned}$$

Para valores pequeños de T_s ($\ll T_2$) podemos hacer la aproximación:

$$D_n = D_{n-1} + \frac{1}{\gamma} (E_n - E_{n-1}) + \left(\frac{T_s}{\gamma T_2 + T_s} \right) (E_n - D_n - 1)$$

La cual es la forma diferencial para el bloque derivativo. El bloque integral es mucho más simple. Para la acción integral queremos el cambio de la válvula debido a la acción integral. La forma de la función de transferencia en el dominio de Laplace es.

$$V = \frac{K_I}{T_I S} D_n$$

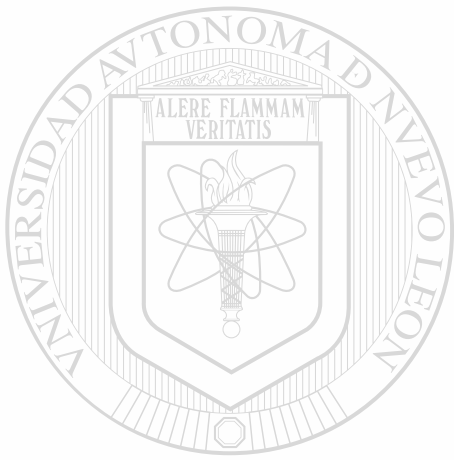
$$V_1 = \frac{K_I}{T_I S} D_n$$

$$V S = \frac{K_I}{T_I} D_n$$

$$s V_1 = \frac{K_I}{T_I} D_n$$

Si αT es definida igual a T el sistema compensado respondería con una constante de tiempo T la cual es mucho mas pequeña que T , mejorando la respuesta del sistema

Esto no es tan simple en la realidad, para obtener una respuesta mas rapida tendremos que tener una mayor disponibilidad de energía. Esto se cubrirá en mayor detalle en el siguiente capítulo



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

11

ESTRATEGIAS DE CONTROL POR COMPUTADORA

11.1 Limitaciones del lazo simple de control.

¿Porqué el lazo simple de control no siempre es suficiente?

El lazo simple de control reacciona hasta que se presenta un error, y en esta forma el regulador modifica su salida. Así, el lazo simple de control presenta limitaciones para minimizar la magnitud del error (nunca podrá cancelar transitoriamente el error). La existencia de error es básica para establecer nuevos valores de energía en la variable manipulada que permita regresar a la variable de proceso, bajo nuevas condiciones, al valor de la referencia

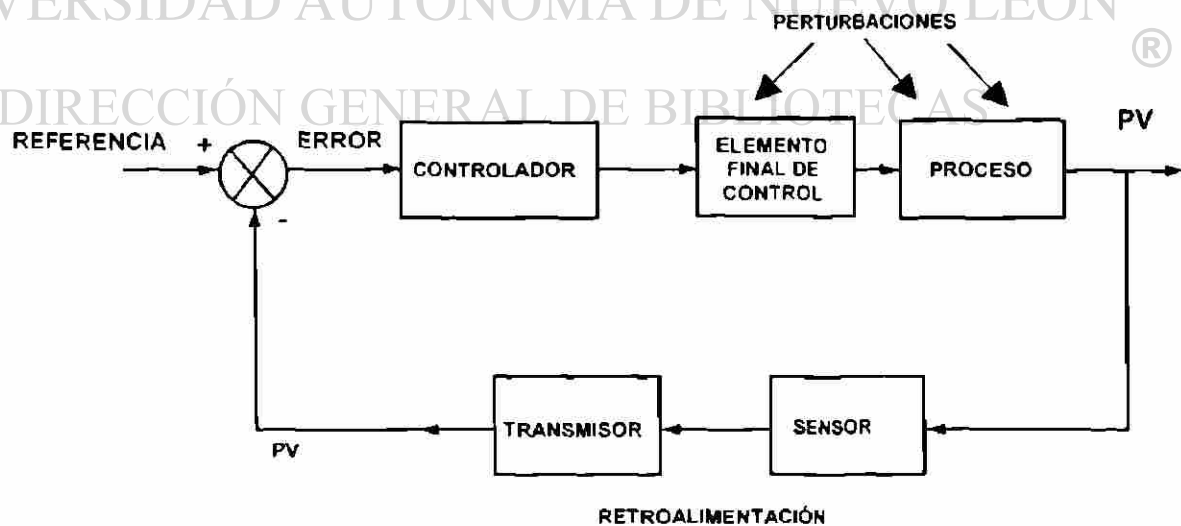


Figura 11.1 Lazo simple de control ante la presencia de perturbaciones.

En esta forma podríamos encontrarnos en la situación de que, ante la presencia de una perturbación se produzca un error transitorio fuera de especificaciones. Ante este caso tenemos varias alternativas.

1.- Revisar la sintonización del regulador.

Una mala sintonización puede evitar tener una respuesta rápida ante la presencia de error. En cualesquier caso, en el lazo simple de control siempre se presentarán errores transitorios, lo importante, en este caso, es minimizar su magnitud y permanencia. Generalmente sabremos que estamos llegando a los límites de respuesta cuando el elemento final de control o actuador empieza a operar en saturación (límites de energía de entrada al proceso). Un criterio común es aplicar un escalón del 5% del valor de plena referencia (cerca del punto de operación del proceso) para ver si el regulador ya llegó a sus límites de desempeño debido a saturación.

2.- Incrementar la capacidad del proceso.

Esto es, incrementar el rango de operación de la variable manipulada, de la energía de entrada al proceso. En este caso podremos asumir que seremos capaces de incrementar la respuesta del lazo de control y lograr cierta reducción en error. Sin embargo, este paso es generalmente costoso y se tendrá que evaluar su conveniencia.

3.- Desarrollar alguna de las estrategias diferentes al lazo simple de control: Control Cascada ó Control Feedforward.

La base de aplicación de estas estrategias es primeramente reconocer la "causalidad" en la generación del error. Esto es, si la variable de proceso cambia es debido a que "algo" generó ese cambio.

Aún cuando situaciones de falla, desgaste ó pérdida de calibración de componentes del lazo de control pueden generar estos errores, los consideraremos problemas de mantenimiento que pueden ser resueltos.

mediante las acciones pertinentes. Así, consideremos que la variable controlada o de proceso cambia debido a la presencia de perturbaciones.

Las perturbaciones son variables físicas presentes en el proceso o en su medio ambiente, que se encuentran fuera o dentro del proceso y que en alguna forma su cambio afecta a la variable de proceso que deseamos controlar.

Ante esta situación, se recomienda hacer una lista de todas las posibles variables perturbadoras y posteriormente hacer un plan de medición para detectar que en el caso en particular se tiene una correlación entre la variable perturbadora y los cambios en la variable de proceso. No es suficiente que una variable perturbadora definida pueda cambiar el valor de la variable de proceso, se tiene que asegurar que en el caso en particular así está ocurriendo.

11.2 Perturbaciones controlables y no controlables.

Podemos considerar que las variables perturbadoras pueden ser clasificadas en **controlables y no controlables**. Más que por razones técnicas, las variables perturbadoras serán consideradas controlables o no controlables en base a situaciones de costo o viabilidad de la implementación de su control.

Considere un proceso donde el cambio de la variable perturbadora hace que se produzca un cambio en la variable de proceso. Si por algún medio pudiéramos mantener esta variable perturbadora constante (o alguna de sus consecuencias en variables intermedias del proceso anteriores a la variable a controlar), evitaríamos su efecto en la variable de proceso y por lo tanto la generación de error.

La base de operación del control cascada es precisamente introducir un lazo de control en el lazo simple de control que minimice el efecto de la perturbación sobre la variable de proceso. Pero, ¿qué hacer en los casos de variables perturbadoras no controlables? La compensación feedforward nos ofrece una posible solución.

La base de operación de la compensación feedforward es generar una acción adelantada de control que produzca un cambio en la variable de proceso de la misma magnitud pero en sentido opuesto al cambio que produce la variable perturbadora no controlable. En esta forma se cancela o minimiza el efecto de la perturbación en la variable controlada.

11.3 Control cascada.

En general la filosofía del control cascada es cancelar o minimizar el efecto de perturbaciones en la variable de proceso introduciendo un lazo de control en el lazo de control principal.

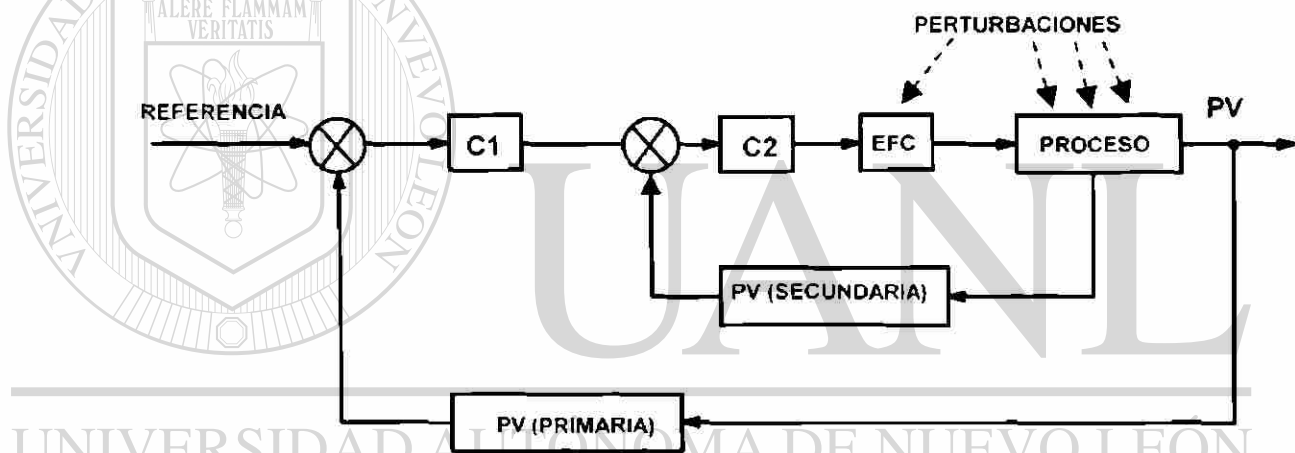


Figura 11.2 Concepto general de aplicación del control cascada. [®]

Considere el ejemplo de una caldera con variaciones en la temperatura de salida (variable de proceso) causadas por cambios en la presión del suministro de combustible (perturbación)

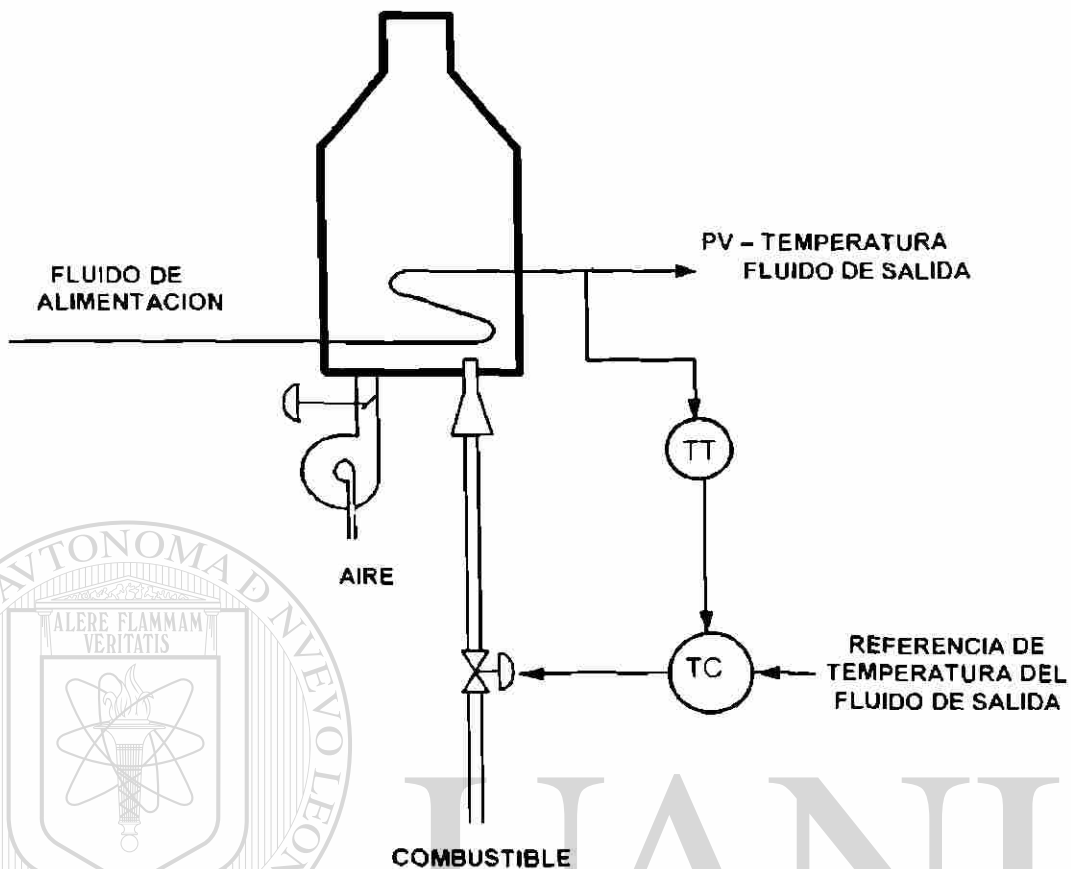


Figura 11.3 Lazo simple de control de temperatura en una caldera.

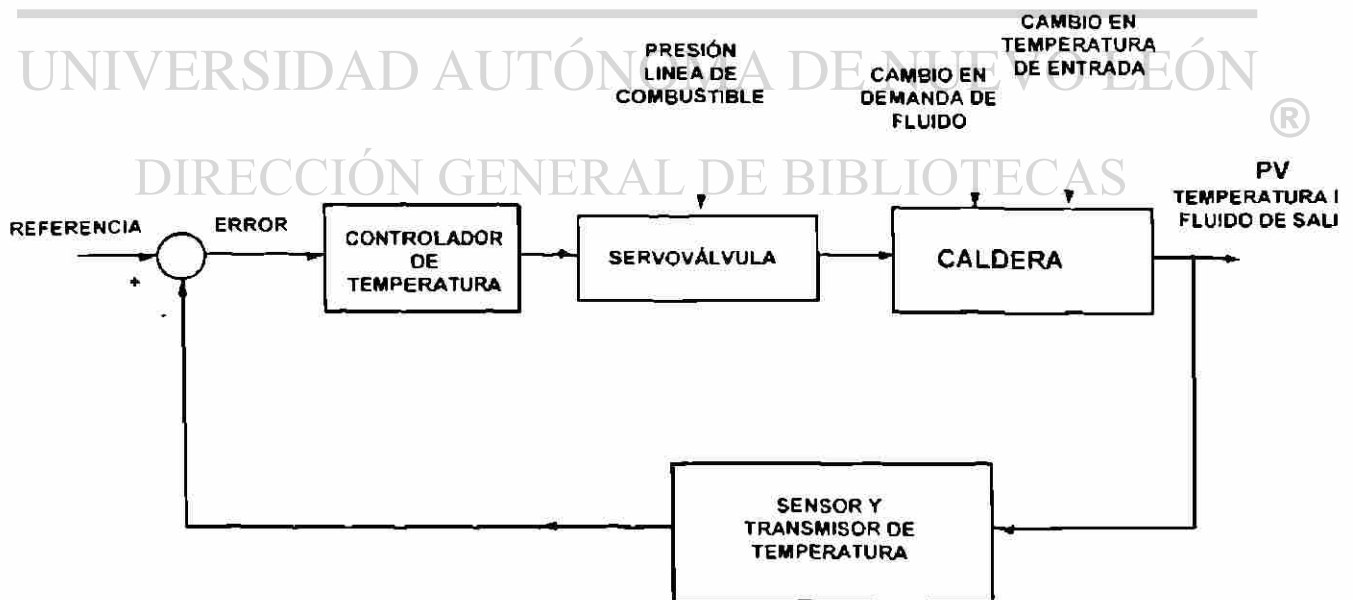


Figura 11.4 Diagrama de bloques de un control simple de temperatura.

Una caída en la presión del suministro de combustible producirá una disminución del flujo de combustible con esto una disminución en la cantidad de energía que entra a la caldera produciendo una disminución en la temperatura interna de la caldera y así una disminución de la temperatura del fluido de salida. Todo esto en una forma lenta característica de la dinámica típica de la caldera.

Hasta que el controlador de temperatura detecta una caída en el valor de la variable de proceso empieza a reaccionar enviando un incremento en la abertura de la servoválvula tendiente a incrementar el flujo de combustible, la temperatura interna de la caldera y así corregir el error.

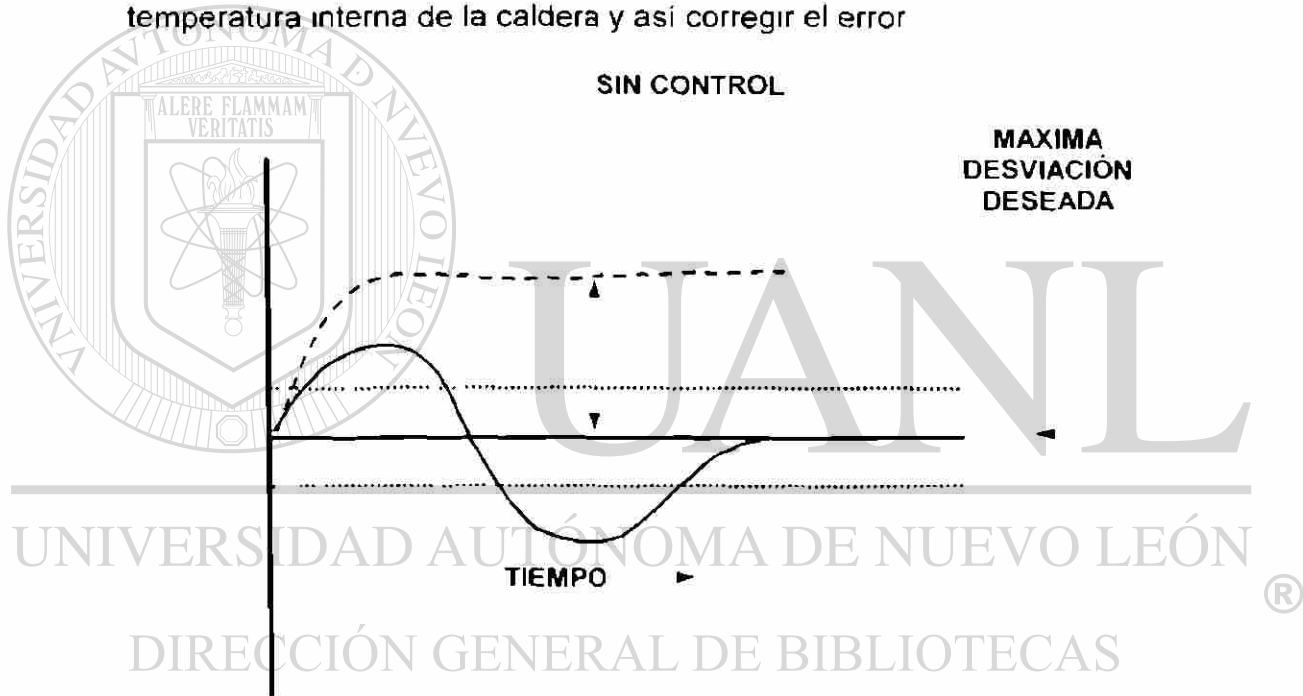


Figura 11.5 Respuesta sin control y con un lazo simple de control ante una perturbación

En un proceso con dinámica lenta y limitada capacidad esto producirá errores significativos presentes en tiempos largos. Ahora, considere que la perturbación se presenta en forma frecuente pudiéramos tener la variable de proceso siempre en valores lejanos del valor de la referencia.

Una posible solución a este problema sería introducir un lazo de control de flujo de combustible dentro del lazo simple de control de temperatura.

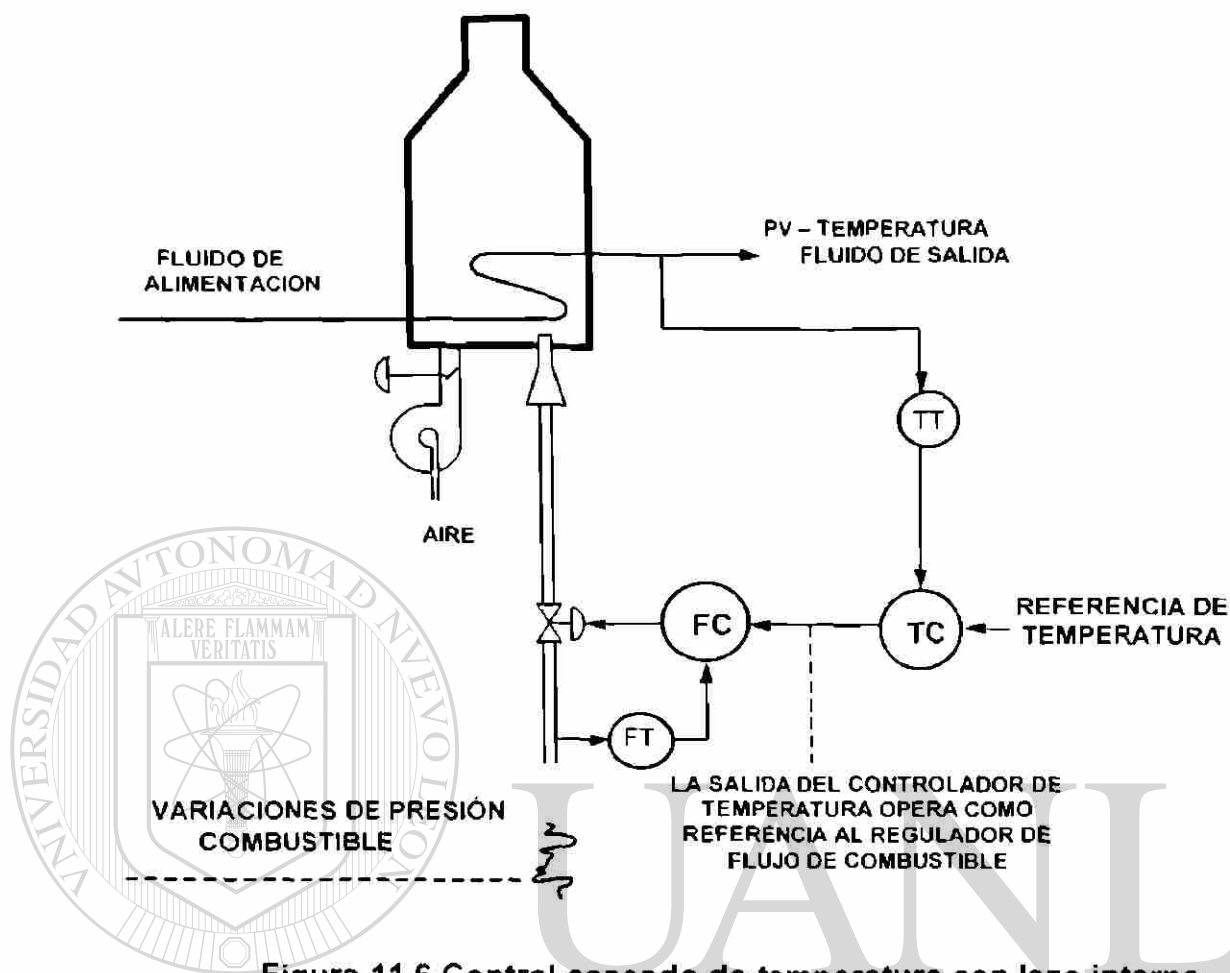


Figura 11.6 Control cascada de temperatura con lazo interno

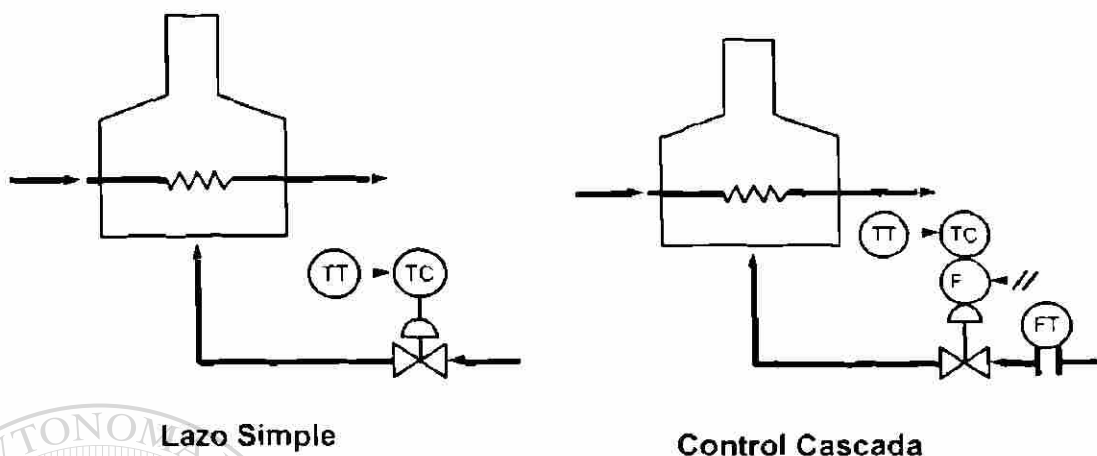
de control de flujo de combustible.

Así, cuando se presente una variación en la presión de combustible, la variación en el flujo producirá una rápida reacción del regulador de flujo, abriendo la servoválvula y restaurando el flujo original de combustible

Observe que la salida del regulador de temperatura ahora opera como referencia al regulador de flujo de combustible. En esta forma, antes de que se presente un error en la temperatura del fluido de salida se está ejerciendo una acción de control que evitará que el efecto de la perturbación se haga presente en la variable de proceso.

Por supuesto que la rápida reacción del regulador de flujo será la causa de la eliminación del efecto de la perturbación en la temperatura de salida. Con

esto podemos asumir que entre más rápido sea el lazo interno menor será el impacto de la perturbación en la variable de proceso



Lazo Simple

Control Cascada

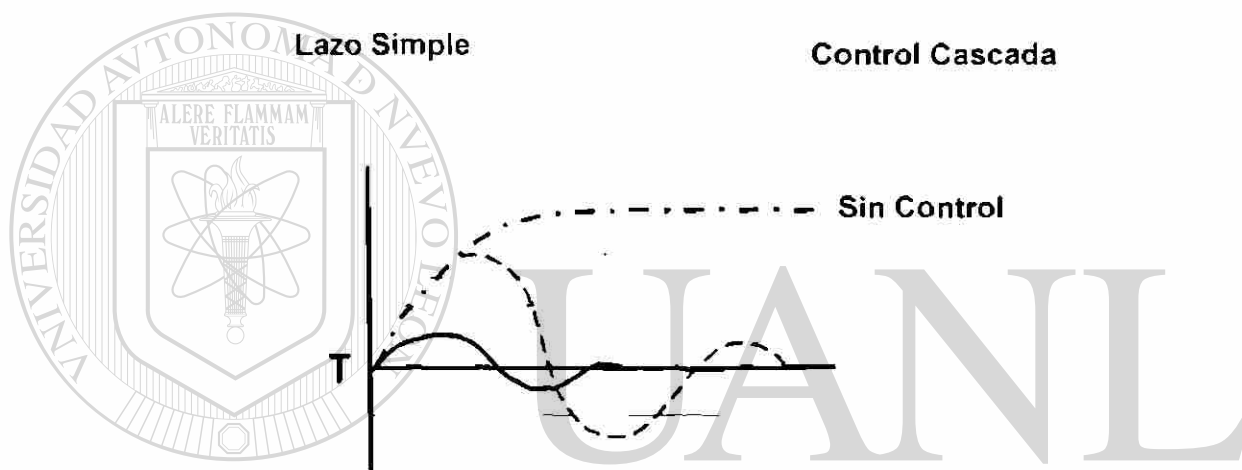


Figura 11.7 Comparativo entre Lazo Abierto, Lazo Simple y Control Cascada ante un cambio en la presión del suministro de combustible. ®

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

El control cascada muestra resultados espectaculares en procesos con dinámicas lentas donde la presencia de perturbaciones producen errores significativos durante periodos prolongados de tiempo

Frecuentemente la adición de un lazo interno y su adecuada sintonización permite mejorar la respuesta del lazo externo esto es debido a que al ajustar el lazo interno con un mayor ancho de banda (respuesta más rápida) que la parte del proceso incluida en el lazo interno, la dinámica vista por el regulador externo es menor lo cual permite a su vez mejorar su respuesta

Retornando al caso de la caldera, la configuración cascada con lazo interno de control de flujo de combustible no es única, observe las siguientes 2 alternativas

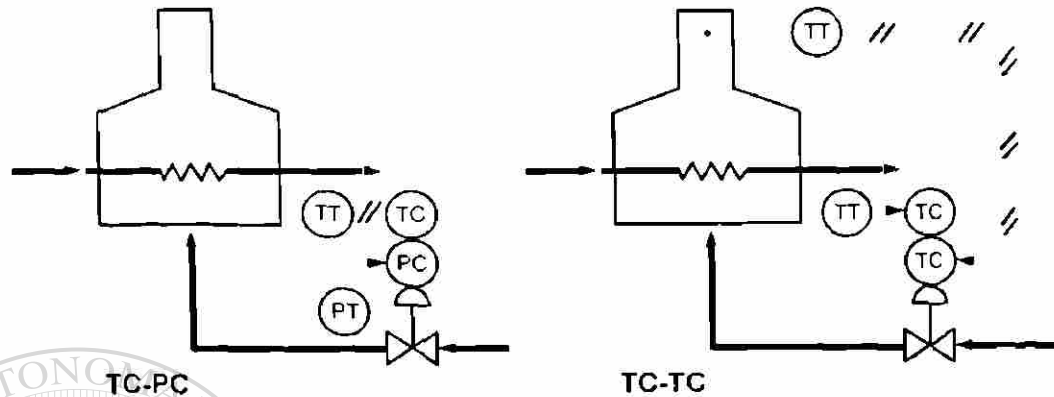


Figura 11.8 Otras 2 alternativas de control cascada: Lazo interno de presión de combustible y lazo interno de temperatura interna de la caldera.

¿ Cual de las 3 alternativas seleccionar?

Aquí, primeramente debemos reconocer que el efecto de las perturbaciones que queden dentro del lazo interno van a ser corregidas rápidamente. Así, sería deseable incluir dentro del lazo interno tantas perturbaciones como sean posibles. Las perturbaciones que queden fuera del lazo interno van a ser corregidas por el lazo de control principal (externo) con las consecuencias ya vistas en magnitud y permanencia del error

Sin embargo, agregar perturbaciones generalmente agrega dinámica al lazo interno, produciendo en una respuesta más lenta y generando cierto efecto de la perturbación en la variable de proceso. Así, **el objetivo a lograr en el control cascada** es incluir el máximo de perturbaciones en el lazo interno pero a la vez minimizar su dinámica (mínimos retardos) de tal forma que la respuesta del lazo interno sea muy rápida

Con esto ya estamos en una mejor posición para juzgar las diferentes configuraciones de control cascada ¿Cual seleccionaríamos? Veamos los 3 casos

Para el caso de **lazo interno de control de presión**, tenemos que evitaria las variaciones de la variable de proceso causadas por cambios en la presión del fluido de alimentación la dinámica es muy rápida lo cual permitiría ajustar este lazo interno también para una respuesta muy rápida.

En el caso de **lazo interno de control de flujo de combustible** también se tiene una respuesta rápida pero no solo se corregiría por cambios en la presión de suministro de combustible, pues también se incluirían eventos que produzcan cambios en el flujo de combustible tales como cambios en el quemador (obstrucciones parciales), cambios en característica de operación de la servovalvula y variaciones en los transmisores de señal a la servoválvula.

Aún cuando esto pudiera 'tapar' un problema de mantenimiento, se tiene la alternativa de diseñar un sistema de monitoreo que detectara prematuramente una falla en la servoválvula o en los transmisores de señal (**detección de fallas**) y activara una alarma

Para el caso de **lazo interno de control de temperatura interna de la caldera** se tendería un impacto fuerte en la dinámica pues, debido a las características del sistema, la respuesta de este lazo de control no sería tan rápida como en los otros casos. Sin embargo se ganaría al incluir un mayor número de perturbaciones, tales como cambios en composición del combustible, cambios en la eficiencia de la combustión y cambios en la temperatura del medio ambiente.

¿Que opción seleccionar?

Aquí lo importante será analizar el caso particular, pues incluir una variable perturbadora que no cambia, o que cambia muy lentamente, deteriorando la respuesta del lazo interno traería consecuencias negativas en el rendimiento del sistema debido a una disminución en la respuesta del lazo interno.

Otro punto importante a mencionar es que debido a los nuevos equipos electrónicos utilizados en control de procesos (controladores programables y

computadoras industriales) el costo de la conversión de un lazo simple de control a un control cascada es mínimo, la conversión requeriría la adición de un sensor en la variable intermedia (que frecuentemente ya está disponible con propósitos de indicación, seguridad o medición), de una entrada analógica al procesador digital y de modificaciones relativamente sencillas de software

Por supuesto que en sistemas neumáticos antiguos (que seguramente aún hay instalados) el costo es mucho mayor, pues requeriría el cambio del regulador original por otro que tuviera el hardware de 2 reguladores en configuración cascada

11.4 Control de velocidad con lazo interno de corriente.

En controles de velocidad de motores generalmente se agrega un lazo interno de control de corriente de armadura, esto evita cambios de velocidad debidos a variaciones en el voltaje de suministro.

Esta configuración es nombrada frecuentemente como "control multirretroalimentado" En este caso el lazo externo de control es de velocidad y el lazo interno, como se comentó, opera como control de corriente de armadura, como lo muestra la siguiente figura.

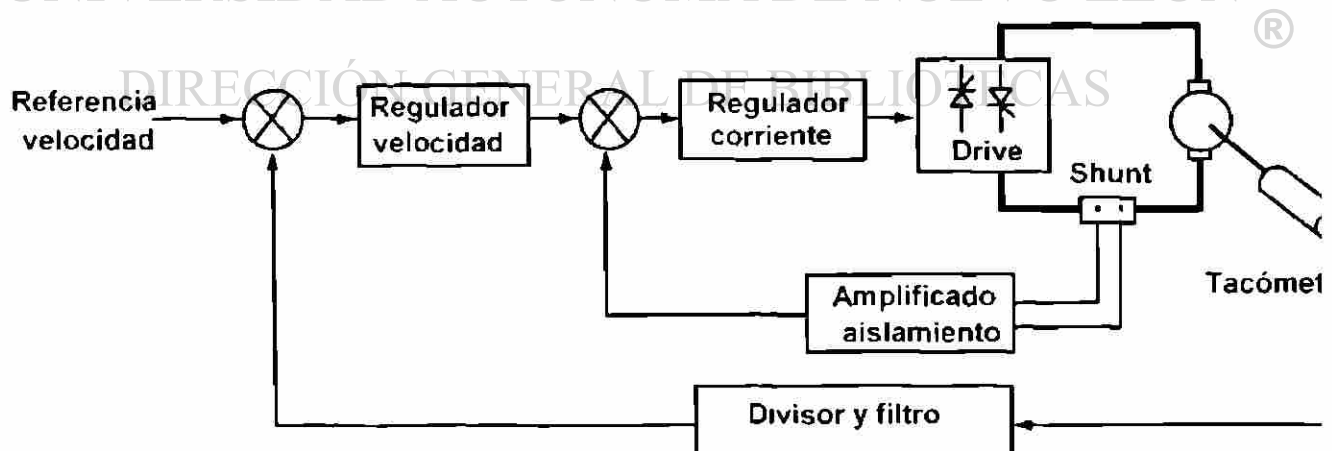


Figura 11.9 Control cascada de velocidad con lazo interno de control de corriente de armadura.

Para este caso se aprovecha una cualidad del control cascada. Como la salida del lazo externo es referencia al lazo interno, si se limita la máxima salida del regulador del lazo externo se estará limitando la máxima referencia al lazo interno y por lo tanto el máximo valor de la variable que controla ese lazo.

La salida del regulador de velocidad es referencia de corriente de armadura, así, limitando la máxima salida del regulador de velocidad limitaremos la máxima referencia de corriente de armadura y por lo tanto la máxima corriente que tomará el motor. Este ajuste es conocido como "límite de corriente" y evita un daño al motor bajo condiciones de cargas mecánicas altas.

11.5 Ajuste de lazos de control en control cascada.

El procedimiento de ajuste de los reguladores del control cascada requiere que se inicie con el del lazo más interno y se continúe en forma progresiva hacia afuera. Esto debe ser obvio, pues la dinámica del lazo interno afecta a los lazos externos que los contiene. Así un cambio en la respuesta del lazo interno afectará la respuesta del lazo externo y esto es especialmente crítico si se reduce la respuesta del lazo interno.

Otro punto importante en sintonización de los lazos en un control cascada es que el lazo interno debe tener una respuesta más rápida que el siguiente lazo externo. No cumplir con esto produce un comportamiento oscilatorio en la salida del regulador principal (externo), oscilaciones en el lazo interno (producidas por las oscilaciones de la salida del lazo externo), lo cual pudiera o no producir oscilaciones significativas en la variable de proceso, pero que seguramente deteriora la calidad del control y el uso y mantenimiento del actuador o elemento final de control.

Un criterio común es hacer la respuesta del lazo interno al menos 3 veces más rápida que la del siguiente lazo externo, con esto se evitaría el problema de interacción entre lazos. A esto se refiere comúnmente como 'separación dinámica' entre lazos.

Recuerde que entre más rápido sea el lazo interno, los efectos de las perturbaciones (incluidas en el lazo interno) en la variable de proceso se verán minimizados

Mantener la “separación dinámica” entre lazos en el control cascada pudiera representar una desventaja en la aplicación del control cascada, pues pudiera producir (en el caso de muchos lazos) una limitación para incrementar la respuesta del lazo más externo (regulador principal).

Resumen

1.- La estrategia del control cascada es introducir un lazo de control dentro del lazo de simple de control (unidimensional).

2.- El objetivo a lograr en el control cascada es incluir dentro del lazo interno el máximo de perturbaciones con el mínimo de dinámica. Con esto se tendrá una reducción importante (de las perturbaciones incluidas en el lazo interno) en las variaciones de la variable de proceso.

3.- La adición de un lazo interno y su adecuada sintonización permite mejorar la respuesta del lazo externo pues la dinámica vista por el regulador externo es menor

4.- Limitando el máximo valor de la salida del regulador principal (el del lazo externo) se tendrá una limitación de la referencia al regulador del lazo interno y así una limitación de la variable controlada por el lazo interno. Esto pudiera representar una ventaja en las condiciones de seguridad y protección de la planta

5- En la puesta en marcha de un control cascada, se inicia ajustando el lazo interno y se continúa en forma progresiva hacia afuera ajustando el o los lazos más externos. Por otra parte, la respuesta de los lazos internos deben ser más rápidos que el de los siguientes externos para asegurar un comportamiento estable (separación dinámica entre lazos).

Otro ejemplo de control cascada para analizar.

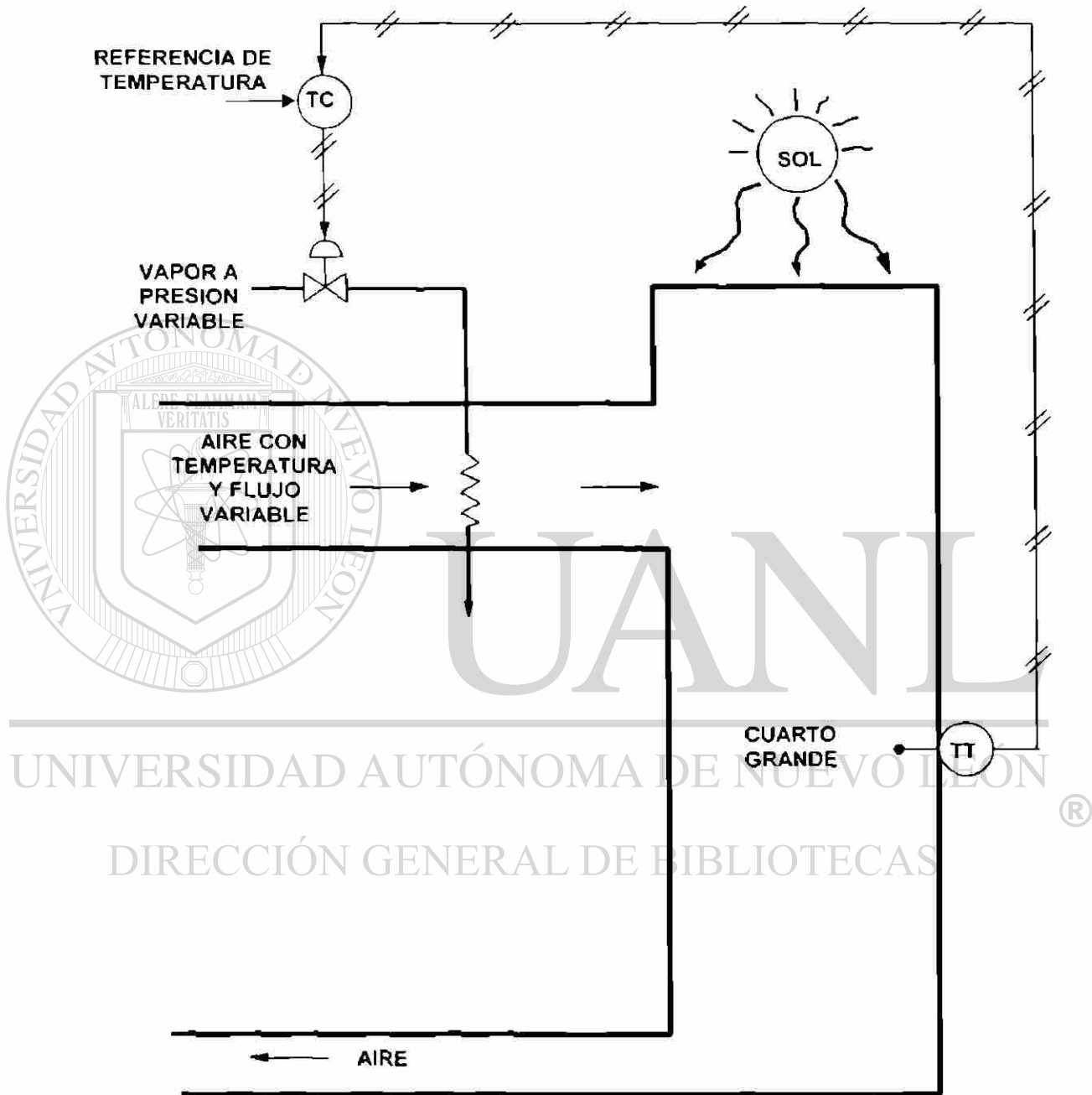


Figura 11.10 Lazo simple de control de temperatura de un cuarto grande, identifique perturbaciones y posibles configuraciones de control cascada.

11.6 Compensación feedforward.

Pero ¿que hacer en el caso de variables perturbadoras no controlables? la compensación feedforward ofrece una estrategia para atenuar el efecto de variables perturbadoras no controlables en la variable de proceso.

El principio de operación de la compensación feedforward es, mediante la medición de la perturbación no controlable, establecer un cambio en la variable manipulada que produzca un cambio en la variable de proceso de la misma magnitud pero en sentido contrario al que produce la perturbación

Por ejemplo considere, en el caso del control de temperatura de la caldera, que se presenta una disminución en la temperatura del fluido de alimentación. Este cambio producirá una disminución con toda seguridad, de la temperatura del fluido de salida (variable de proceso) que tendrá que ser corregido por el controlador de temperatura a través de la lenta dinámica de la caldera.

Si tuviéramos un dispositivo de medición de la temperatura del fluido de alimentación, al presentarse la disminución de la temperatura se podría generar un incremento en el fluido de combustible que produzca un aumento en la temperatura interna de la caldera y así un incremento en la temperatura del fluido de salida.

Si el incremento en la temperatura de salida es igual a la disminución de su valor producido por la caída de la temperatura de fluido de alimentación, se tendrá un efecto de cancelación del efecto de la perturbación en la variable de proceso.

La forma más sencilla de compensación feedforward establece una corrección proporcional a la magnitud de la variable perturbadora. Esta configuración se conoce como compensación "feedforward estática". Así, el valor de la variable perturbadora se multiplica por una "K" y se suma (para el caso de la caldera) a la salida del regulador de temperatura, tal como se muestra en la siguiente figura.

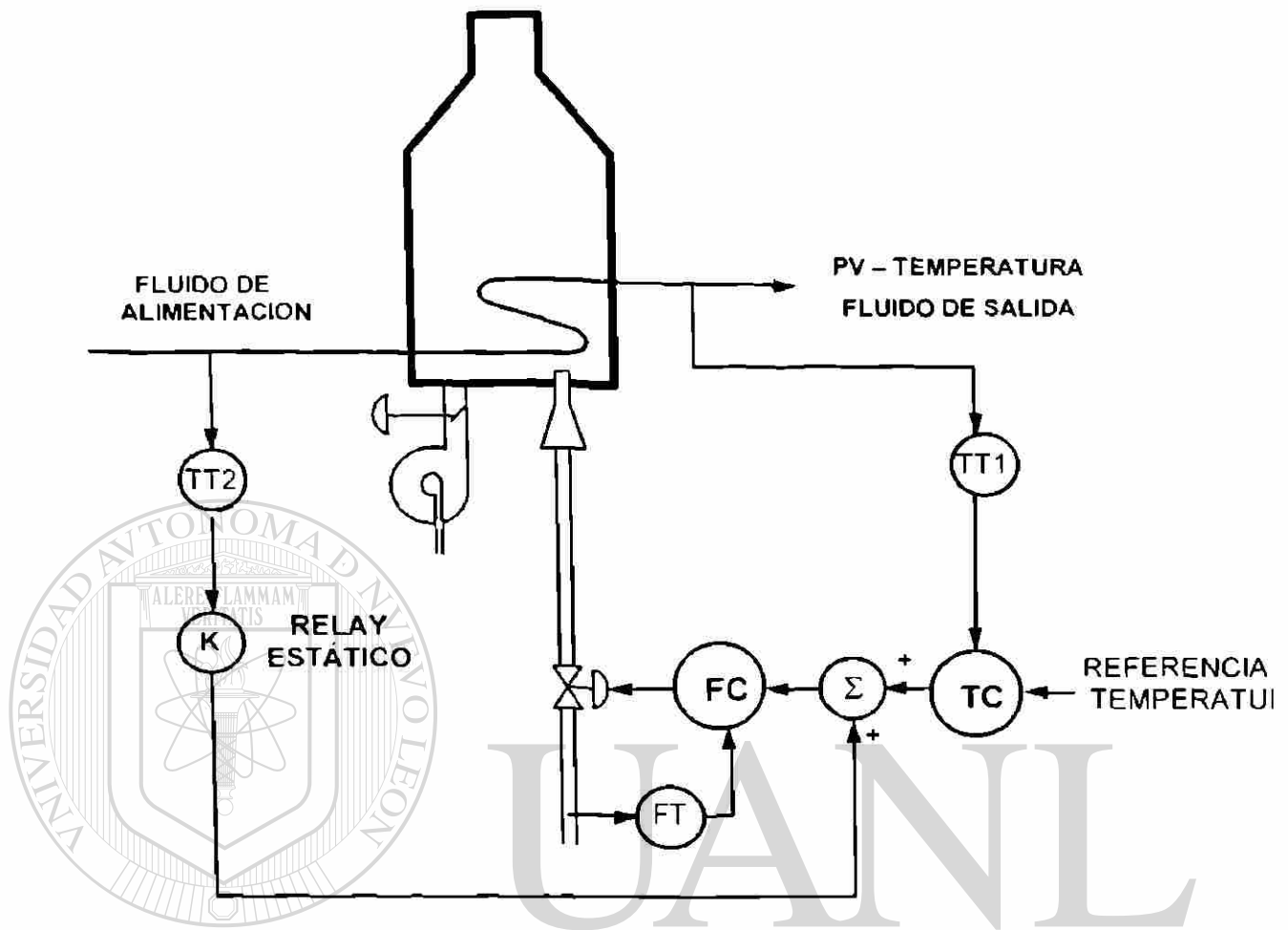


Figura 11.11 Control cascada de temperatura con lazo interno de control de flujo de combustible y compensación feedforward estática de temperatura del fluido de alimentación.

Por supuesto que la perturbación afecta con una cierta dinámica a la variable de proceso. Un ajuste estático (con solo la ganancia K) generalmente produce errores transitorios significativos. Incrementar el valor de K para hacer más robusta la respuesta inicial de la compensación produce una sobrecorrección. ¿Que hacer ante esta limitación?

Para hacer que la compensación "siga" los efectos sobre la variable de proceso sin producir un efecto de sobrecorrección, generalmente se le agrega una red de adelanto atraso ofreciendo en esta forma un mejor seguimiento durante el transitorio. Recuerde que una red de adelanto atraso permite ajustar

la respuesta transitoria haciendo posible aplicar un forzamiento que ayude a vencer la inercia de la dinámica del proceso sin producir sobrepaso en la variable de proceso

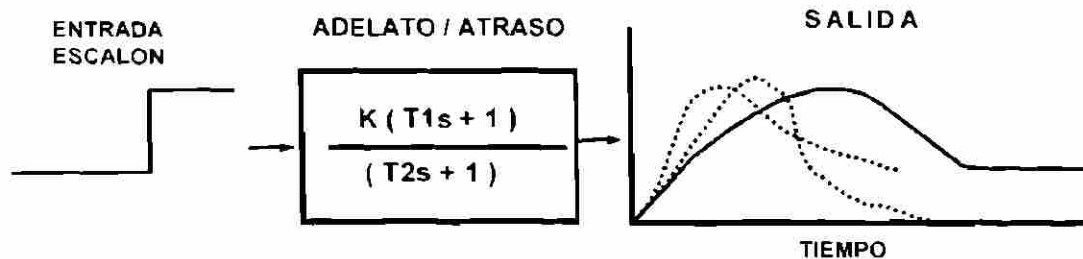


Figura 11.12 Características de respuesta de una red de adelanto atraso.

Cuando en lugar de una ganancia estática K la compensación feedforward cuenta con una red de adelanto atraso, se le conoce como compensación "feedforward dinámica"

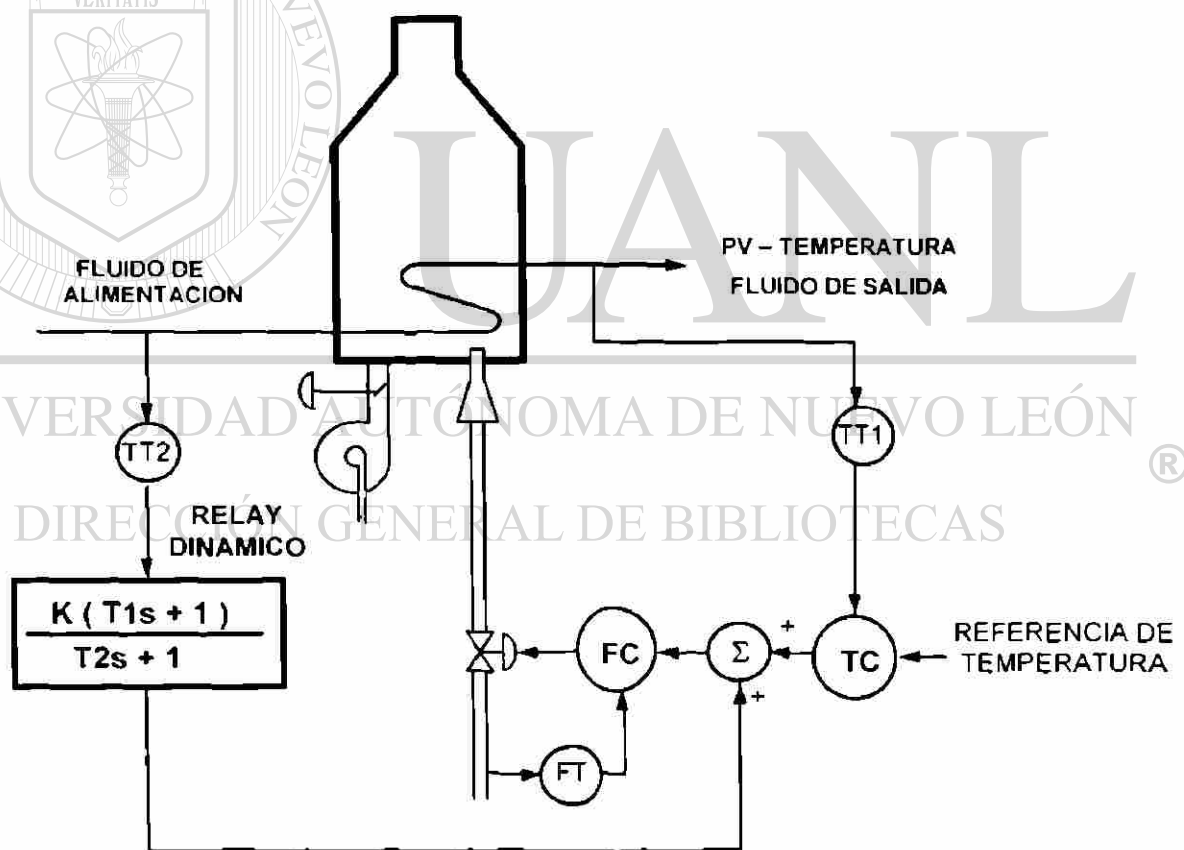


Figura 11.13 Control cascada de temperatura con lazo interno de control de flujo de combustible y compensación feedforward dinámica de temperatura del fluido de alimentación.

Aun cuando la compensación feedforward dinámica resulta más difícil de ajustar, cuando se logra un buen ajuste sus resultados permiten reducir en forma muy significativa el efecto de variables perturbadoras no controlables sobre la variable de proceso

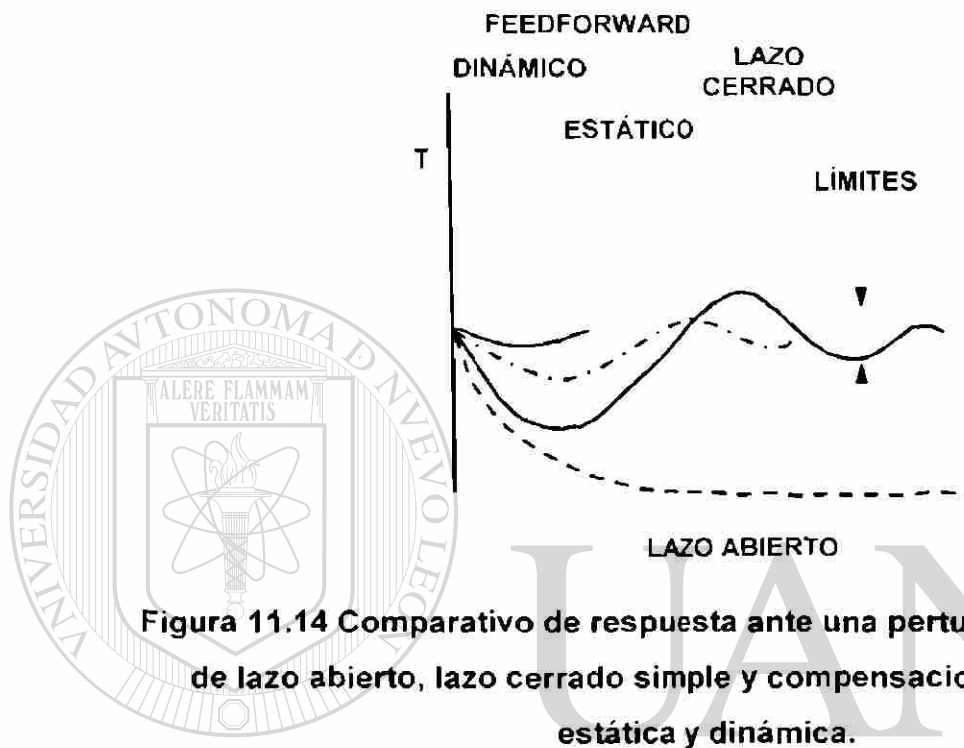


Figura 11.14 Comparativo de respuesta ante una perturbación, para casos de lazo abierto, lazo cerrado simple y compensaciones feedforward estática y dinámica.

La compensación feedforward es una estrategia muy “noble” en su integración a un sistema. Iniciando su ajuste con bajas ganancias permite cancelar parcialmente el efecto de la perturbación y así disminuir sus efectos en la variable de proceso.

Otro ejemplo de compensación feedforward.

Otro ejemplo de compensación feedforward se presenta en líneas de proceso de pintado de lámina. En la siguiente figura se muestra un diagrama esquemático de los componentes de este proceso.

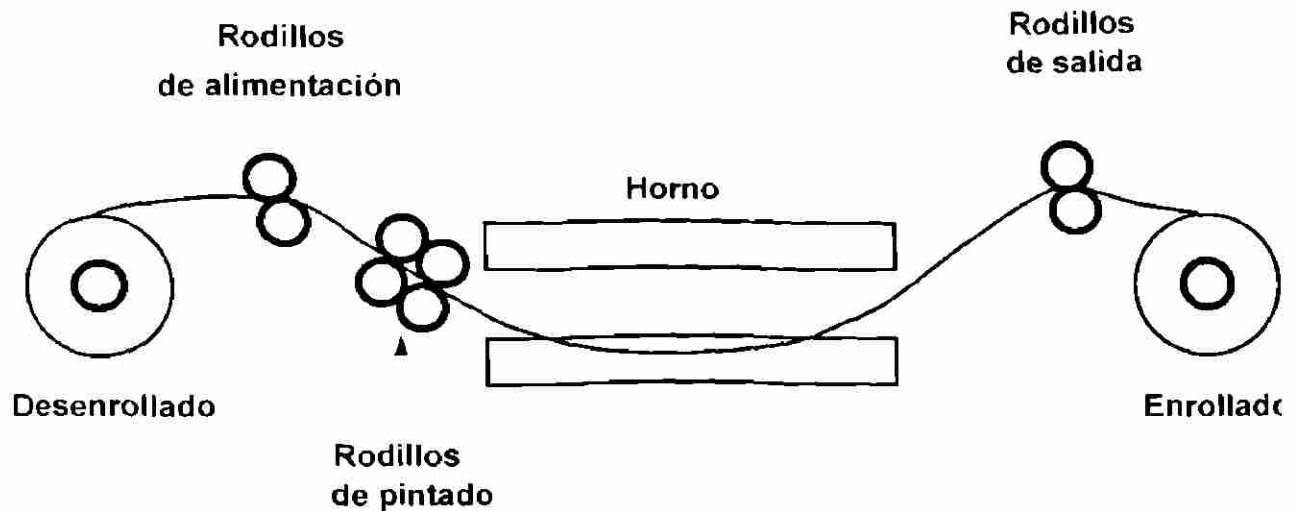


Figura 11.15 Línea de proceso de pintado de lámina

Los rodillos de alimentación extraen la lámina (generalmente de un desenrollador) a una velocidad definida por el operador. Los rodillos de pintado aplican la pintura a la lámina y operan en sentido contrario al flujo de la lámina.

Al salir de los rodillos de pintado hay un horno donde se seca la pintura, por supuesto se requiere que la lámina no haga contacto con la estructura del horno, pues en ese caso se marcaría la pintura fresca, así la lámina deberá estar suspendida en el aire.

El horno seca la pintura y los rodillos de salida tienen como objetivo mandar la lámina ya seca del horno hacia un enrollador, y mantener una posición constante en la catenaria formada por la lámina independientemente de los cambios de velocidad y condiciones de operación del proceso (calibre de la lámina, velocidad de los rodillos de pintado, cambios en tensión de enrollado, etc.).

El control de los rodillos de alimentación opera regulando velocidad. La configuración del control de los rodillos de salida es un control cascada de posición con lazo interno de control de velocidad y compensación feedforward de velocidad de alimentación de entrada de la lámina.

La retroalimentación de posición se hace mediante un sensor inductivo o capacitivo (sin contacto con la lámina) que produce una señal eléctrica analógica proporcional a su distancia a la lámina

Ante un cambio en la velocidad de alimentación, con certeza sabemos que producirá un cambio en la posición de la catenaria de lámina lo cual entra como una perturbación a su control de posición. Así, se toma una señal del tacómetro que sensa la velocidad de los rodillos de alimentación y se introduce como referencia al regulador de velocidad (lazo interno) de los rodillos de salida

Idealmente si las velocidades de los rodillos de entrada y de salida fuera siempre la misma la posición se mantendría constante (aún en transitorio), sin embargo esto no ocurre en la realidad, debido a las cambiantes situaciones del proceso (desgaste de rodillos, etc), respuesta de lazos de control, etc. La posición de la lámina resultará de la integral de la diferencia de velocidades de entrada y salida y cualquier pequeño error entre las velocidades producirá un cambio constante (rampa) en la posición

Este problema se resuelve agregando el lazo de control de posición, que a su vez permite ajustar la altura de la lámina en el horno.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

En este caso el peso de la compensación feedforward es mayor como referencia de velocidad que la salida del regulador de posición el cual establecerá ajustes finos a la velocidad de los rodillos de salida para mantener la posición de la lámina en su valor de referencia

¿ Se podría tomar la compensación feedforward de la referencia de velocidad a los rodillos de alimentación en lugar de tomarla de su tacómetro, que ventaja y desventaja traería tenerla así?

11.7 Control de tiempo muerto.

El tiempo muerto ha sido nombrado por muchos como el elemento más difícil de controlar. Hay algunos arreglos especiales de control retroalimentado disponibles para el control de procesos con tiempos muertos significativamente grandes

La siguiente figura muestra un diagrama general de control retroalimentado para un lazo de control con un proceso de este tipo. En este caso asuma que hay un tiempo muerto significativamente grande. Como se ilustra en la figura 11.17, la variable de retroalimentación al controlador es la salida del tiempo muerto \emptyset .

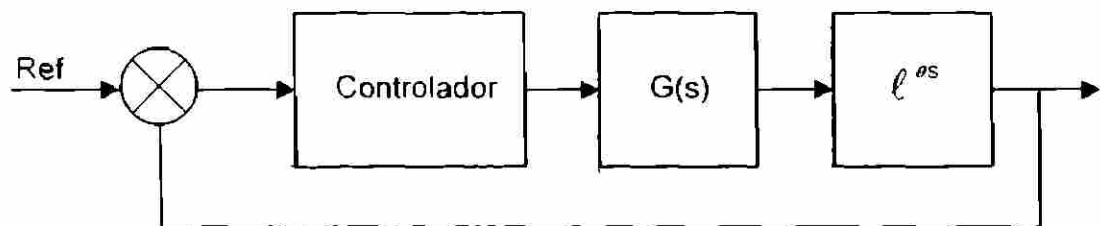


Figura 11.17 Típico lazo de control retroalimentado en un proceso con tiempo muerto \emptyset .

Si en cierta forma, la variable de retroalimentación pudiera ser puesta (en forma efectiva) fuera de lazo esto es si el tiempo muerto que ve el controlador pudiera ser puesto fuera de lazo el controlador entonces podría ser sintonizado mucho mejor obteniendo como resultado una respuesta significativamente mejor

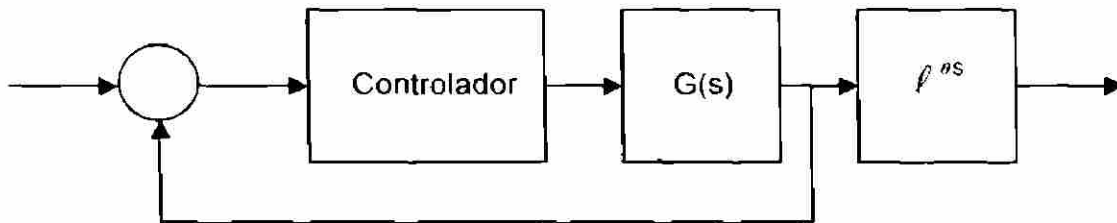


Figura 11.18a Mejorando la respuesta separando el tiempo muerto.

Esto parece fácil pero la mayoría de las veces el proceso y su tiempo muerto asociado no puede ser separado. En estos casos pudiera hacerse un modelado del proceso

La figura 11.18b muestra un modelo del sistema retroalimentado $G_m(s)$, el cual es operado en paralelo con la planta real " ℓ_m " es el tiempo muerto del modelo. La salida del modelo es usada para cancelar la señal de retroalimentación original, si el modelo fuera perfecto la salida del sumador (error del modelo) sería siempre cero

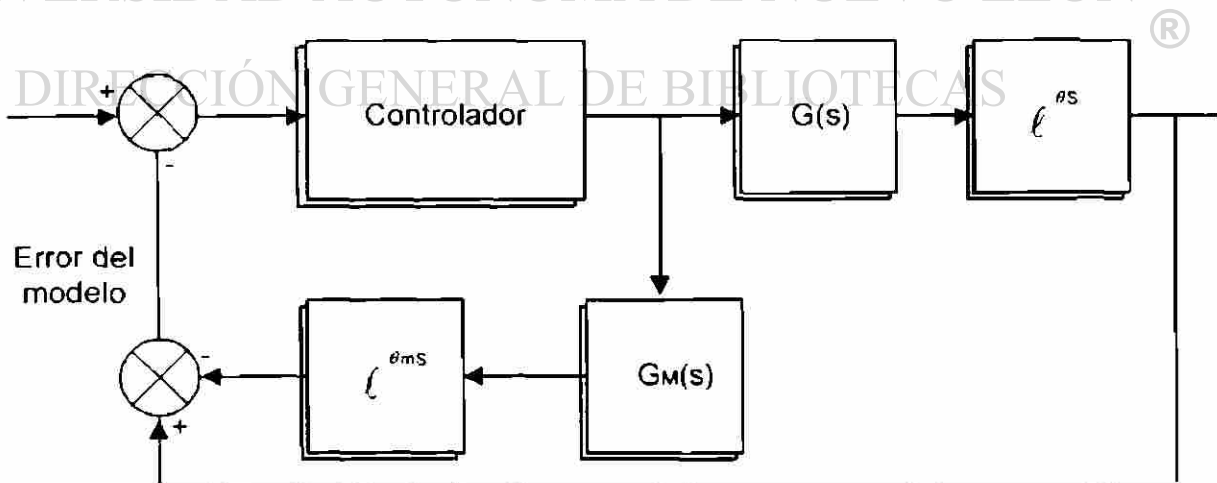


Figura 11.18b Modelo utilizado que se cancela la retroalimentación.

En a figura 11 19 la salida del modelo de la planta antes del tiempo muerto es utilizado como retroalimentacion del controlador

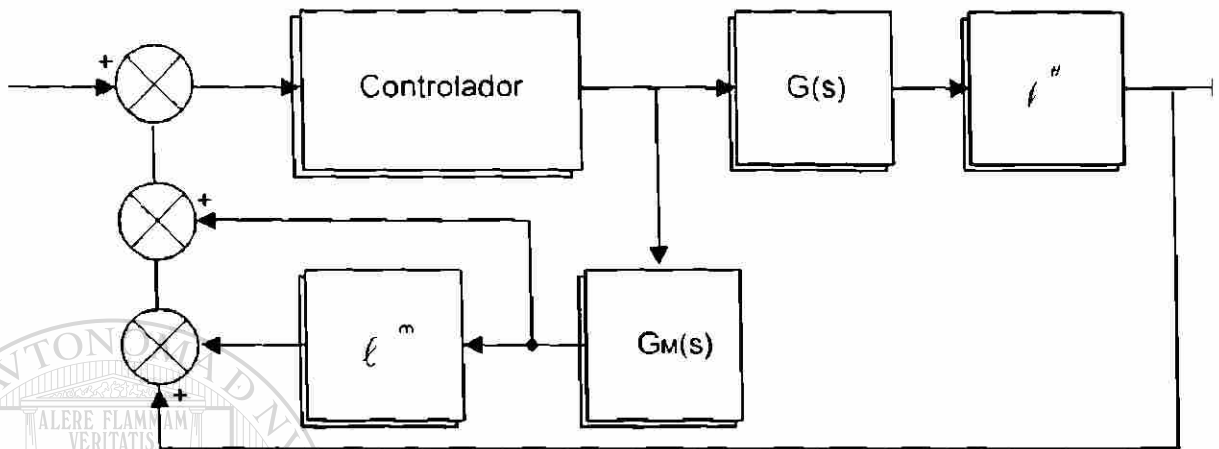


Figura 11.19 Salida del modelo utilizada como retroalimentación.

Para en la realidad el modelo del proceso siempre es imperfecto, la salida del sumador inferior es el error del modelo y puede ser usado para ajustar la salida del modelo que provee retroalimentación del controlador, la operación final de esta compensación, con modelado perfecto, se muestra en la siguiente figura 11 20

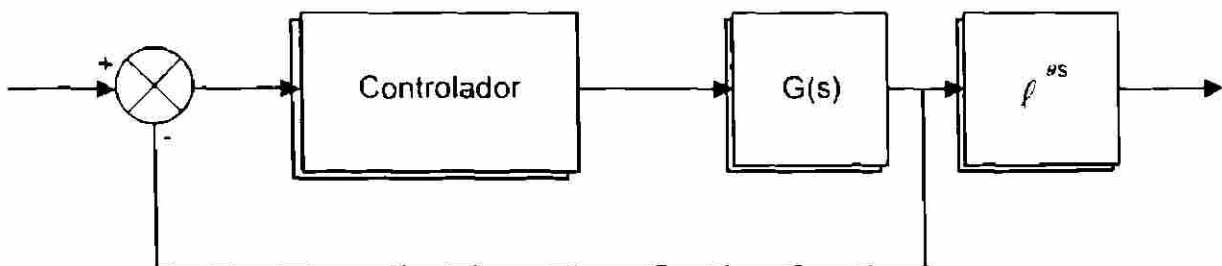


Figura 11.20 Equivalente a una compensación de tiempo muerto con modelo perfecto.

Algoritmo de compensación de tiempo muerto.

La función de transferencia de muchos procesos puede ser representada aproximadamente por un atraso de primer orden más un tiempo muerto, esto es

$$\frac{PV}{C} = \frac{Ae^{-LS}}{Ts + 1}$$

Un valor grande de tiempo muerto puede ser excesivamente problemático, causando oscilaciones con periodos largos cuyo tiempo de asentamiento son mayores a 5 o 6 periodos de tiempo muertos.

OJM Smith demostró que un lazo de retroalimentación adicional al controlador (aun cuando pudiera usar un algoritmo PID) puede compensar estos efectos de tiempo muerto si la función de transferencia de retroalimentación es:

$$\frac{A(1 - e^{-LS})}{Ts + 1}$$

Donde las constantes A, L y P son las mismas del proceso, la figura 11.21 muestra el lazo de control modificado con las compensaciones por tiempo muerto

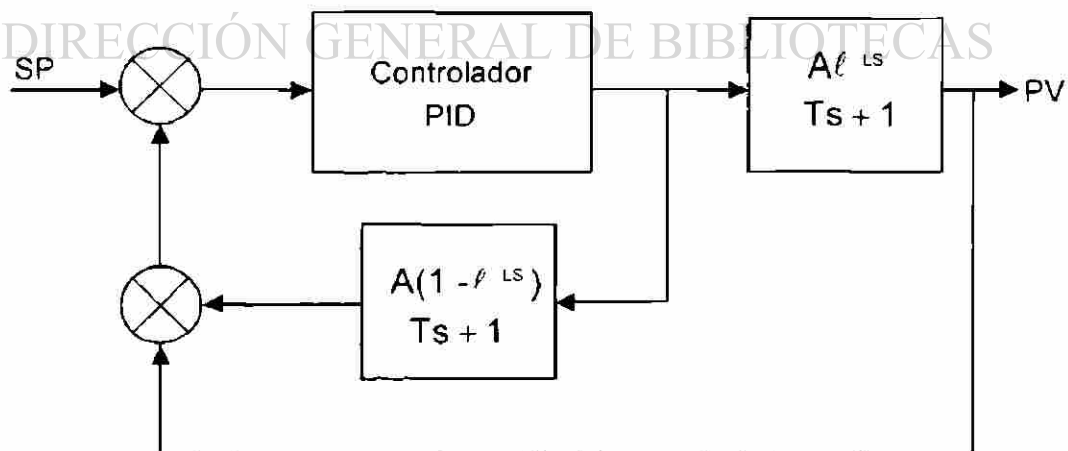


Figura 11.21 Compensación de tiempo muerto.

El primer problema de la transformación de esta función en la forma diferencia (digitalización) es la expresión en paréntesis. Esta puede ser representada utilizando series de potencias, esto es:

$$f = \frac{1}{1 + LS + \left[\frac{(LS)^2}{4} \right]} + \dots$$

La cual puede ser aproximada a una ecuación de tres términos.

$$\frac{1}{1 + LS + \left[\frac{(LS)^2}{4} \right]} \approx \frac{1}{1 + (LS/2)^2}$$

Así la función de transferencia de la compensación por tiempo muerto puede ser adecuadamente aproximada por:

$$\frac{A}{Ts + 1} \left[\frac{1}{1 + (LS/2)^2} \right]$$

Esta expresión puede ser separada en bloques (como vimos anteriormente) y así obtener la ecuación de diferencia a la función, como muestra la figura 11.22.

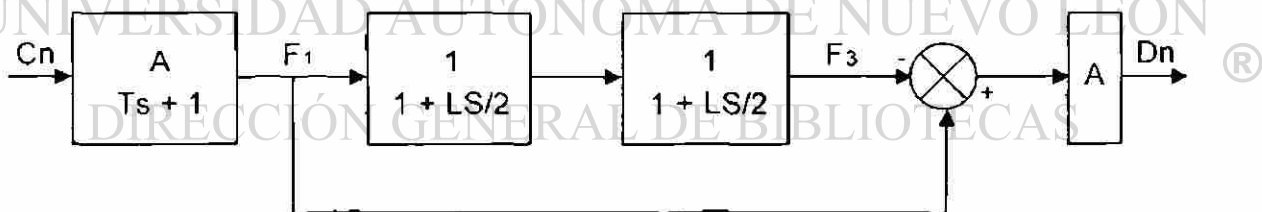
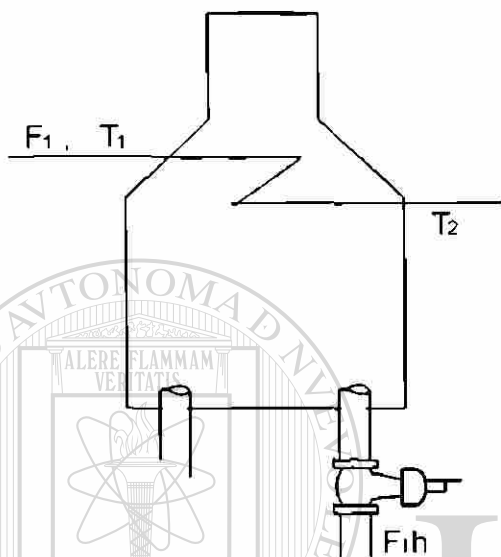


Figura 11.22 Diagrama de bloques de la aproximación de la compensación de tiempo muerto.

Así, el valor de Dn se añade a la variable de proceso PV con la finalidad de modificar la entrada real de retroalimentación al controlador.

11.8 Modelos de procesos por computadora.

Como su nombre lo indica, significa representar un proceso en la computadora, controlando la mayor parte de las variaciones del sistema. En el caso de la caldera tendríamos lo mostrado en la figura 11.23.



F = Flujo de combustible.

F_i = Flujo de alimentación.

h = Contenido calórico de combustible.

c = Calor esp. del fluido de alimentación.

T_1 = Temp. del fluido de alimentación.

T_2 = Temp. del fluido de salida.

Figura 11.23 Esquemático de una caldera y variables de modelado.

Bases para el modelo:

- Ley de la conservación de la energía

$$\left[\begin{array}{c} \text{Calor del} \\ \text{fluido de} \\ \text{alimentación} \end{array} \right] + \left[\begin{array}{c} \text{Calor} \\ \text{provisto} \\ \text{por comb.} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} \text{Calor del} \\ \text{fluido de} \\ \text{salida} \end{array} \right] + \left[\text{Perdidas} \right]$$

- Ley de la conservación de la materia

$$\left[\begin{array}{c} \text{fluido de} \\ \text{alimentación} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} \text{fluido de} \\ \text{salida} \end{array} \right]$$

Si consideramos las pérdidas como nulas

$$F \cdot h = F_i c (T_2 - T_1) \text{ Ecuación del modelo}$$

Donde T_2 es la variable controlada. Pero también la tenemos como referencia, ya que es la temperatura que deseamos tener a la salida. Además, "h" y "c" son constantes que introducimos a la computadora y "TI" la podemos medir del proceso. En esta forma, la única variable que queda es "F", el flujo de combustible

Despejando para "F" tenemos:

$$F = \frac{FIC}{h} (T_2 - T_1)$$

Esta ecuación la podemos calcular en la computadora.

La figura 11.24 muestra la nueva configuración utilizando el modelo del proceso en la computadora.

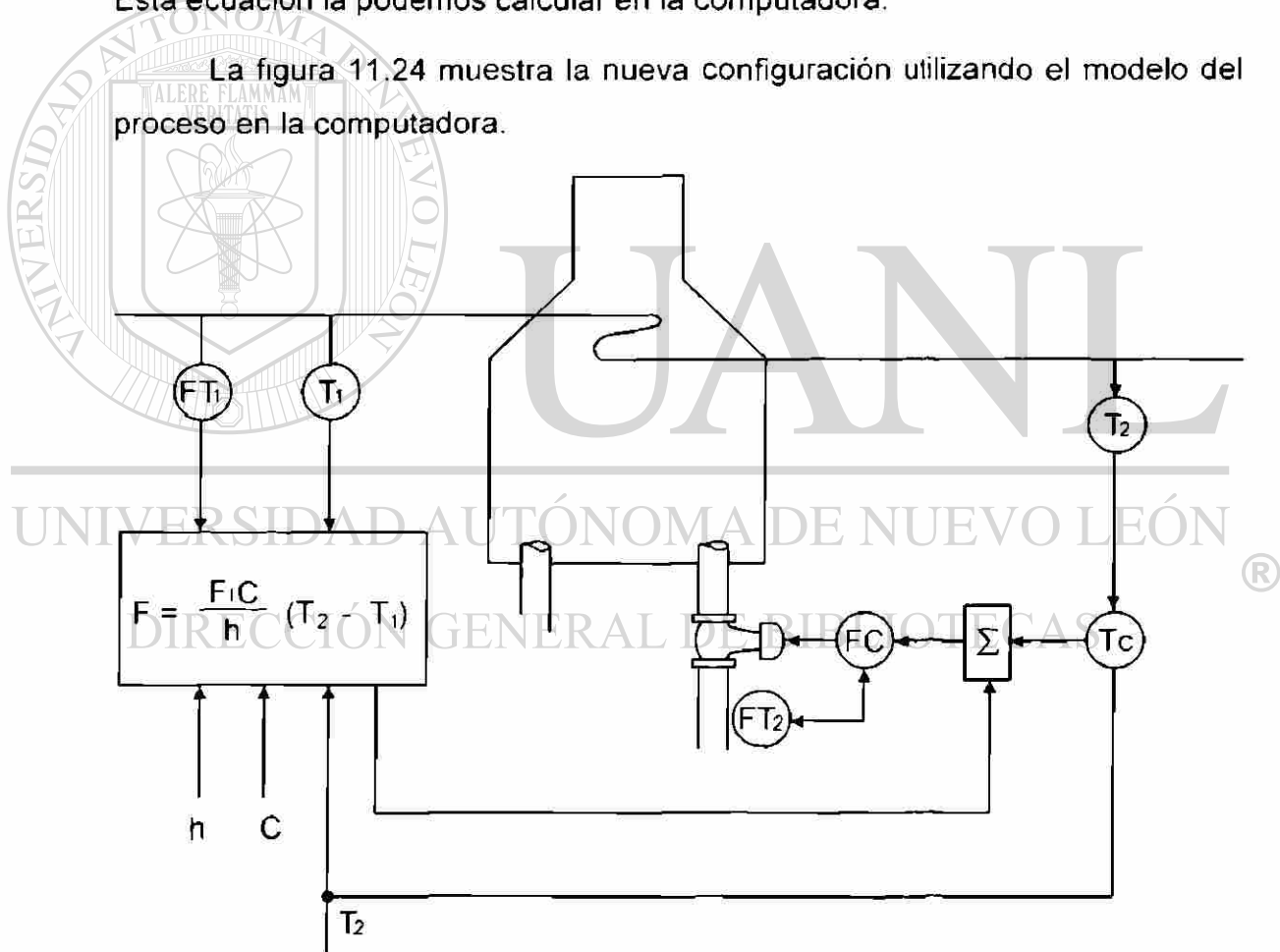


Figura 11.24 Configuración final del control del proceso mediante modelo del proceso en la computadora.

Esto puesto en un diagrama de bloques quedaría como lo muestra la figura 11.26

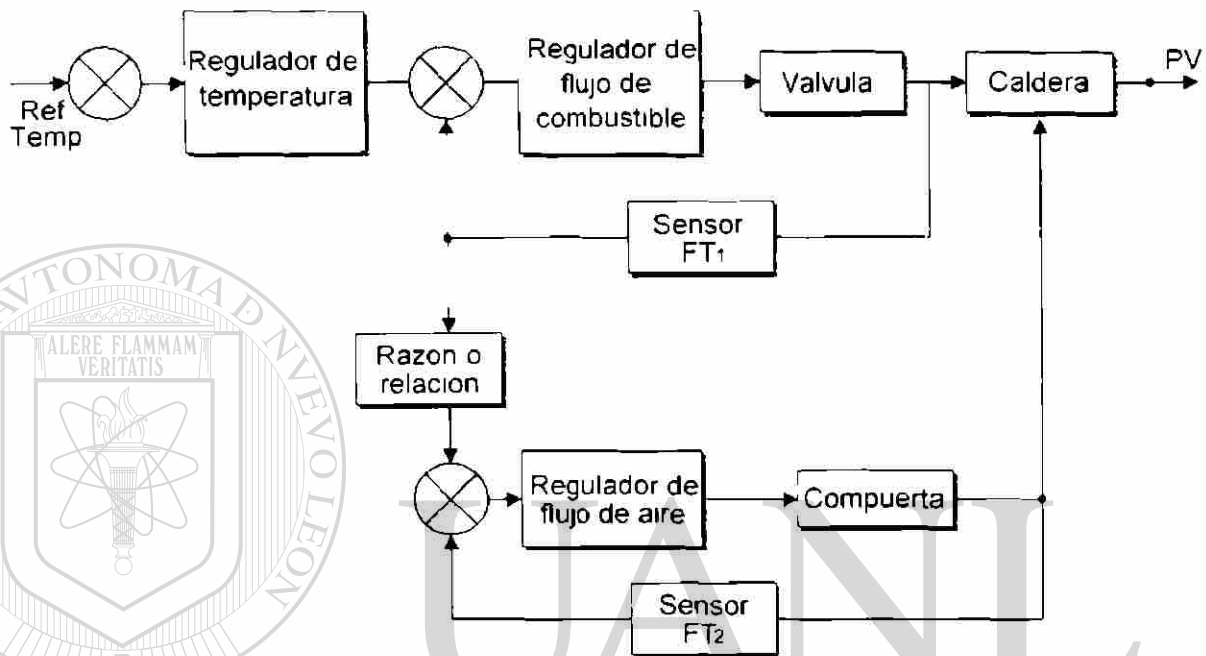


Figura 11.26 Diagrama de bloques de un control de relación aire – combustible en una caldera.

DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

Un criterio de la eficiencia de la combustión es el contenido de oxígeno en los gases del producto de la combustión el cual es una medida del exceso de aire

Ahora bien, si al caso típico de la caldera se le agregara otros elementos que permitieran regular mejor nuestro proceso, como un analizador de oxígeno, la configuración podría ser (figura 11.27):

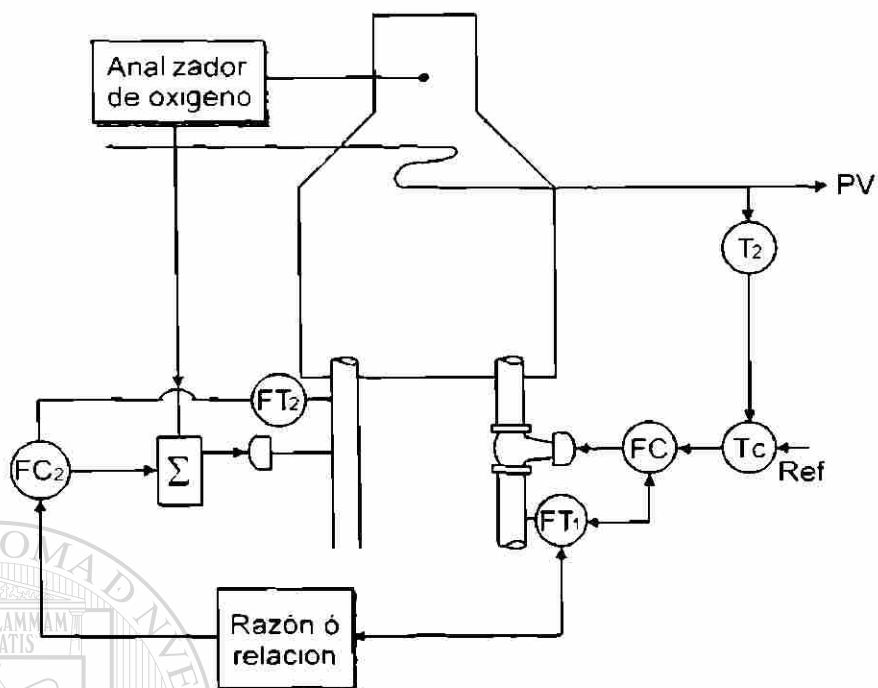


Figura 11.27 Agregando un analizador de oxígeno para mejorar la calidad del control.

La figura 11 28 muestra otra configuración común.

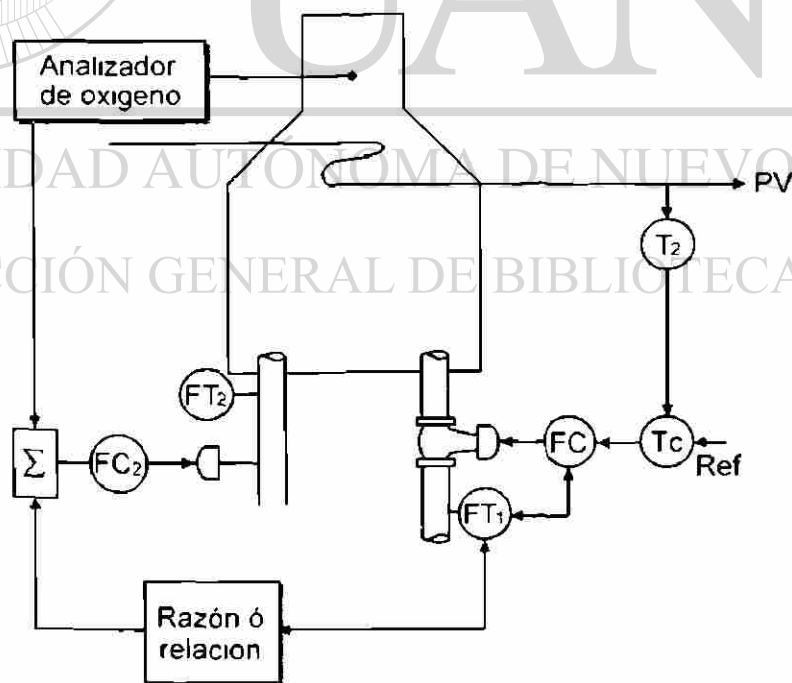


Figura 11.28 Otra configuración de control utilizando un analizador de oxígeno para mejorar la calidad del control.

11.10 Sistema de control multivariable.

En los temas anteriores vimos sistemas de control en una relación 1:1, esto es, una variable manipulada y una variable controlada en el proceso. En la práctica, en ciertos casos, esto no es cierto. Se encuentran procesos donde se involucran más de una variable manipulada, como el mostrado en la figura 11.29

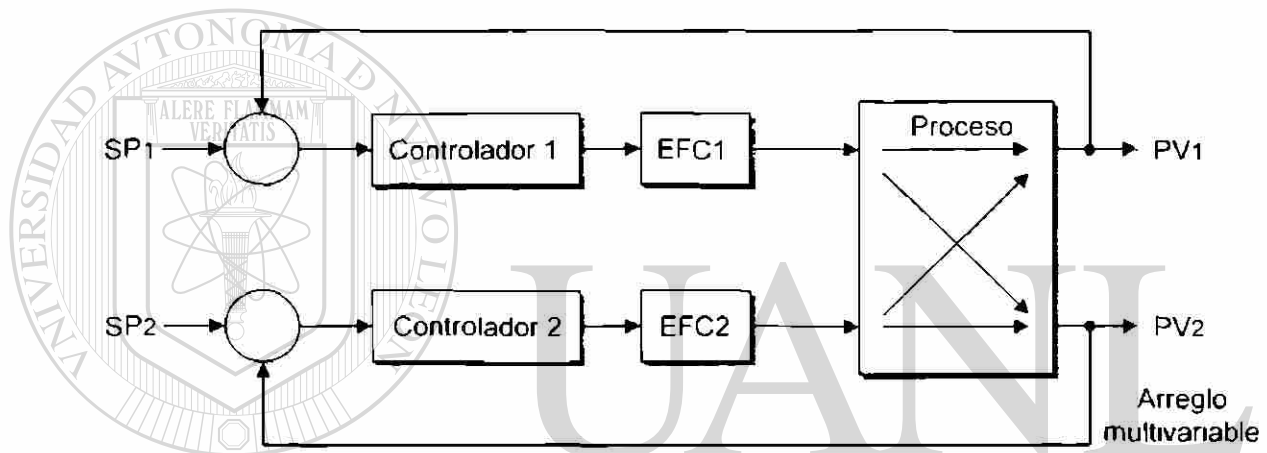


Figura 11.29 Interacción entre variables en un proceso.

Donde hay varios lazos de control, frecuentemente interactúan entre sí. Por ejemplo, en la figura 11.29 si hay un cambio en la variable manipulada 2, se produce un cambio en el lazo 1, que repercute en el 2 y así sucesivamente, formando una trayectoria parecida a un "8" (un poco deformado).

Para compensar esto, es necesario disminuir la ganancia de los lazos, sacrificando con esto la calidad de control sobre las variables controladas. En este caso la solución es desacoplar los lazos de control de manera que uno no afecte al otro y viceversa. Esto se aprecia en la figura 11.30.

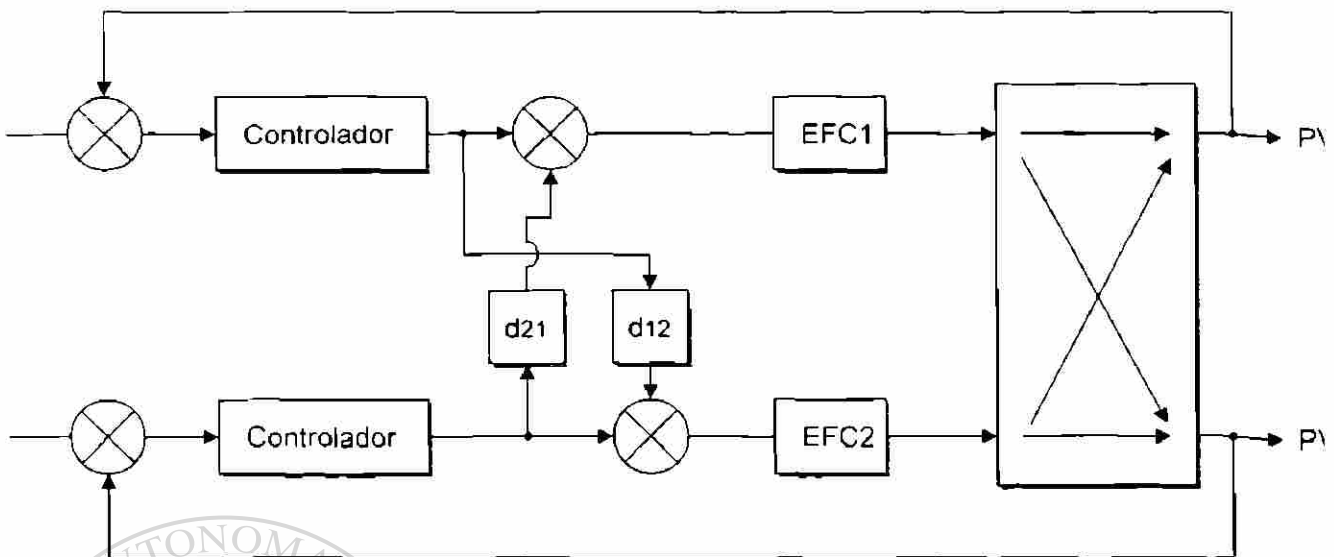


Figura 11.30 Uso de desacopladores para eliminar la interacción entre lazos de control.

La función de transferencia del desacoplador.

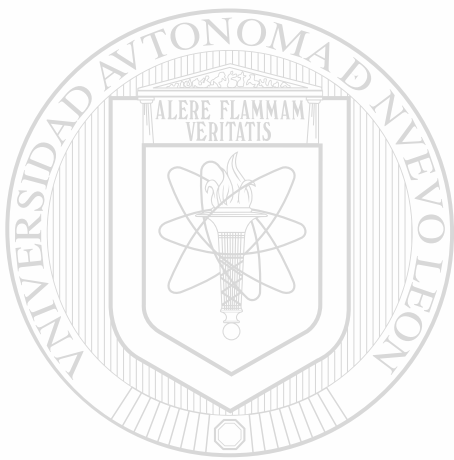
$$\frac{K_{DEC} (T_1 s + 1)}{T_2 s + 1}$$

"d21" y "d12" son funciones de transferencia que pueden ser desde una constante hasta un modelo dinámico. Su finalidad es cancelar el efecto de un controlador sobre otro.

El concepto involucrado en el desacoplador es muy sencillo, lo difícil es el diseño del desacoplador en sí. El objetivo es diseñar un desacoplador que compense todas las interacciones exactamente. Este es un fin posible pero a menudo difícil de lograr en la práctica.

Para un proceso 2 X 2 es equivalente al diseño de dos controladores feedforward simultáneamente. El problema se dificulta si fuera un proceso 5 X 5, la implementación de tal control multivariable requeriría de 20 controladores feedforward.

Frecuentemente el desacoplador es diseñado o implementado iniciando con un desacoplador de estado estable (uno que solo tenga términos algebraicos) y se añaden posteriormente términos dinámicos y así mejorar la respuesta del proceso.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

12

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

12.1 Conclusiones.

El desarrollo de un primer curso de control por computadora representó una oportunidad para reflexionar la justificación tanto del orden en que se presentan los temas como de su nivel de profundidad.

Para tomar un curso introductorio de control por computadora se requieren de ciertos conocimientos previos relacionados con códigos y sistemas digitales, electrónica analógica y amplificadores operacionales y finalmente de ingeniería de control. Aun cuando se cubren algunos aspectos básicos relacionados con estos tópicos, debido a que no es el tema de tesis, no se toman con suficiente rigor y profundidad.

Un sistema de control por computadora siempre cuenta con un sistema de adquisición de datos, debido a esto, se cubren primeramente los temas de sistemas de adquisición de datos por computadora. Esto ofrece la posibilidad de profundizar en conceptos de señales continuas y discretas, así como en los dispositivos de procesamiento y conversión de señal.

Es importante conocer y cuantificar las fuentes de error de medición para asegurar que antes de la compra de equipos o dispositivos podamos afirmar que el sistema ya construido cumplirá con los requerimientos definidos. Los requerimientos de error tienen que ser definidos en tolerancias máximas permisibles tanto en magnitud como en frecuencia.

La decisión de utilizar un cierto algoritmo de control en un control por computadora no depende solo de aspectos técnicos, en la realidad también pesan factores de costo y tolerancias de calidad.

El lazo simple de control está limitado en su capacidad de reducir el error ante una perturbación, en estos casos es importante tener claridad en la aplicación de otras estrategias de control, tales como el control cascada y la compensación feedforward.

12.2 Recomendaciones.

Una primera recomendación es dedicar un tiempo inicial para describir un panorama de los contenidos del curso de control digital por computadora. Es importante tener claridad en la necesidad de cubrir los temas en el orden indicado y los objetivos finales de aprendizaje que se persiguen.

En el tema relacionado con sistemas continuos y discretos insistir en las implicaciones de sustituir o seleccionar un sistema discreto en lugar de uno continuo. Esto permitirá prestar especial atención a los errores generados al operar con discontinuidad en magnitud y tiempo.

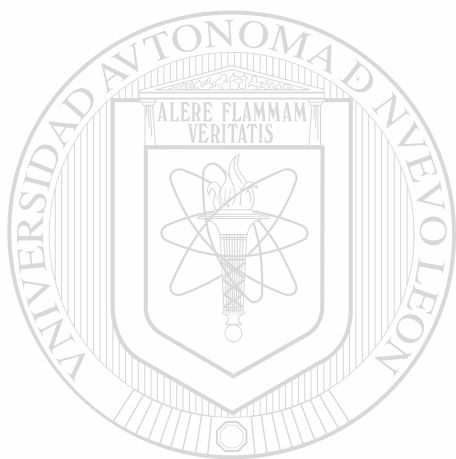
Cubrir en detalle la necesidad de aplicar una metodología en el diseño para asegurar la adecuada selección de equipos y componentes. Es importante poder mostrar objetivamente la justificación en la selección de dispositivos y configuraciones de equipo de cómputo.

Es importante señalar, en la definición de error de medición, la importancia de la estadística como herramienta de ingeniería para cuantificar, a partir de especificaciones individuales, el comportamiento global del sistema.

En lo relacionado con el proceso de muestreo, indicar la importancia de seleccionar una adecuada frecuencia de muestreo y filtros en base a requerimientos de exactitud tanto de ancho de banda como de magnitud

En los algoritmos básicos de control por computadora, revisar la necesidad de evolucionar de reguladores simples a más elaborados en base a requerimientos de exactitud y respuesta del proceso.

Indicar que el lazo simple de control presenta limitaciones en su capacidad de respuesta y reducción de error. Esto permite introducir a otras estrategias que atacan en una forma distinta en problema de variación en la variable de proceso.



UANL

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN



DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

BIBLIOGRAFÍA

Bennett S., Real Time Computer Control, IEE, 1984

**Bibbero J. Robert, Microprocessors in Instruments and Control,
John Wiley & Sons, 1992**

Constadine H. Houpis, Digital control systems, McGraw Hill, 1992

McMillan K. Gregory, Tuning and control loop performance, ISA, 1983

Murrill W. Paul, Application concepts of process control, ISA, 1995

**Phillips L. Charles, Digital Control System Analysis and Design,
Prentice Hall, 1998**

**Taylor L. James Computer-Based Data Acquisition Systems. Design
Techniques, ISA, 1986**

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN[®]
DIRECCIÓN GENERAL DE BIBLIOTECAS

LISTADO DE TABLAS

Tabla 4.1	Combinaciones de los 4 interruptores de un DAC.	46
Tabla 4.2	Combinaciones de 4 interruptores del DAC escalera R-2R.	49
Tabla 4.3	Relación entre el número de bits y el peso de LSB.	55
Tabla 6.1.	Nivel de confianza como una función de Z.	77
Tabla 6.2	Resultados entrada/salida del amplificador.	79
Tabla 6.3	Distribución T de Student compensada.	82
Tabla 8.1	Errores típicos publicados para termopares.	135
Tabla 9.1	Resumen de característica de filtros.	177
Tabla 9.2	Resultados de muestreo de señal de la figura 9.22 a 4, 5 y 6 Hz.	180
Tabla 9.3	Resultados de muestreo de señal de la figura 9.22 a 2 y 3 Hz.	180
Tabla 9.4	Prueba de distorsión menor al 5% mediante uso de filtro.	185

LISTADO DE FIGURAS

Figura 3.1 Continuidad en Magnitud	11
Figura 3.2 Continuidad en Tiempo.	12
Figura 3.3 Discontinuidad en Magnitud.	14
Figura 3.4 Discontinuidad en Tiempo.	16
Figura 4.1 Sistema de adquisición de datos como interface entre proceso y observador.	22
Figura 4.2 Diagrama de un sistema digital de adquisición de datos.	23
Figura 4.3a Comportamiento histórico típico de un proceso estacionario.	25
Figura 4.3b Historia de tiempo típica de un proceso dinámico.	26
Figura 4.4 Métodos comunes utilizados para balancear transductores medidores de esfuerzo.	29
<hr/>	
Figura 4.5 Calibración resistiva utilizando un sistema de 10 conductores.	31
Figura 4.6 Calibración multicanal utilizando un bus común.	32
Figura 4.7 Voltaje de modo común resultante de diferencias en potencial a tierra.	34
Figura 4.8 Error de señal resultante de voltaje de modo común.	35
Figura 4.9 Respuesta de un amplificador a una entrada escalón.	36
Figura 4.10a Sistema multicanal replicando equipo.	38
Figura 4.10b Técnica de multiplexado de bajo nivel.	38
Figura 4.10c Técnica de multiplexado de alto nivel.	39

Figura 4.11	Técnicas de multiplexado de bajo nivel.	40
Figura 4.12	Sistema de datos con multiplexado de alto nivel.	42
Figura 4.13	Diagrama de bloques de un convertidor digital a analógico.	43
Figura 4.14	Convertidor digital a analógico.	44
Figura 4.15	DAC con el interruptor S1 cerrado.	45
Figura 4.16	Circuito del DAC escalera R-2R.	48
Figura 4.17	DAC de registro.	50
Figura 4.18	Diagrama de bloques de un convertidor ADC.	51
Figura 4.19	Error de cuantización para un convertidor de 3 bits.	54
Figura 4.20	Tiempo de apertura requerido para mantener un error menor a la resolución para entradas senoidales.	57
Figura 4.21a	Componentes funcionales de un convertidor aproximaciones sucesivas.	58
Figura 4.21 b.-	Proceso de conversión secuencial en convertidor de aproximaciones sucesivas.	60
Figura 4.22a	Componentes funcionales de un convertidor ADC de rampa doble.	61
Figura 4.22b	Proceso de integración en un convertidor ADC de rampa doble.	62
Figura 4.23	Convertidor A/D tipo flash.	63
Figura 6.1	Medición de la relación entrada/salida del sistema.	74
Figura 6.2	Función de distribución del error.	75

Figura 6.3 El área bajo la curva de probabilidad normal es función de “σ”, de la desviación estándar.	76
Figura 6.4 Diagrama de un experimento para determinar las características del comportamiento estático de un amplificador.	78
Figura 6.5 Histograma de los errores en el amplificador.	80
Figura 6.6 Histograma de los muestreos de error.	81
Figura 6.7 Efecto de errores positivos fijos en cada medición.	84
Figura 6.8 Medición centrada alrededor del valor real cuando el sesgo (bias) es eliminado.	85
Figura 6.9 La mayor parte de los errores estarán cercanos a cero.	88
Figura 6.10 Combinando errores del amplificado y el CAD.	91
Figura 7.1 Efectos de los errores de medición (m_1) sobre el parámetro F en diferentes puntos.	95
Figura 7.2 Superficie de error de medición para CECF.	100
Figura 7.3 Plano de medición $\Delta F - \Delta T$.	101
Figura 7.4 Bosquejo del proceso mostrado el flujo en un tubo cerrado.	105
Figura 7.5 Diagrama esquemático de un intercambiador de calor.	110
Figura 7.6 Características de variación de medición permisible sobre el rango de interés.	113
Figura 7.7 Cadena de sistema de medición con errores en sus elementos.	116
Figura 7.8 La raíz de la suma de los cuadrados descrita como una relación circular.	118

Figura 7.9 Estableciendo presupuestos de error elemental basados en especificaciones globales.	121
Figura 8.1 Error de linealidad.	126
Figura 8.2 Error de histéresis.	127
Figura 8.3 Error de precisión de ganancia.	130
Figura 8.4 Curvas de FEM vs temperatura para termopares.	136
Figura 8.5 Configuraciones comunes del circuito con RTD.	138
Figura 8.6 Efecto de resistencia de línea en medición de temperatura utilizando RTD's.	141
Figura 8.7 Efecto de resistencia de línea en medición de temperatura utilizando RTD's (caso de corriente de excitación constante).	143
Figura 8.8 Efecto de resistencia de línea en medición de temperatura utilizando RTD's.	144
Figura 9.1 Diagrama simplificado del proceso de muestreo digital.	150
Figura 9.2 Número infinito de funciones de muestreo impulso.	151
Figura 9.3 Señales equivalentes (alias) que tienen el mismo valor en los tiempos de muestreo.	152
Figura 9.4 Funciones comunes en el dominio del tiempo y su espectro.	154
Figura 9.5 Convolución usando técnicas gráficas.	157
Figura 9.6 Distorsión resultante de una razón de muestreo inadecuada.	158
Figura 9.7 Señal de entrada senoidal.	160
Figura 9.8 Expansión punto-pendiente.	160

Figura 9.9 Efecto de un tiempo finito de conversión (apertura) en la precisión de amplitud.	162
Figura 9.10 Forma de onda compleja de entrada.	164
Figura 9.11 Espectros correspondientes a la figura 9.10.	165
Figura 9.12 Espectros resultantes muestreados con lóbulos adyacentes infinitos.	165
Figura 9.13 Espectro resultante al muestrear a una razón inadecuada, lo que resulta en distorsión.	166
Figura 9.14 Filtrado paso bajo requerido para eliminar lóbulos adyacentes.	167
Figura 9.15 Relación entre f_c, f_c^* y f_s.	169
Figura 9.16 Espectro donde se muestra distorsión y lóbulos adyacentes.	169
Figura 9.17 Función de entrada que contiene energía en todas las frecuencias.	170
Figura 9.18 Efecto de diferentes razones de caída de filtro sobre la frecuencia efectiva de corte, f_c^*.	171
Figura 9.19 Estableciendo f_c^* con diferentes razones de atenuación del filtro.	173
Figura 9.20 Definiendo f_c^{**} con base a la especificación de distorsión en f_c.	174
Figura 9.21 Relación entre la frecuencia de muestreo y error de distorsión en f_c para diferentes razones de caída de filtro.	175
Figura 9.22 Entrada sin componente a cero frecuencia.	179
Figura 9.23 Voltaje analógico a medir con ruido sobrepuesto.	181

Figura 9.24	Especificación de máxima distorsión en la medición.	182
Figura 9.25	Aplicación de filtro pasivo para atenuación de ruido.	183
Figura 10.1	Diagrama de bloques del sistema de control automático.	189
Figura 10.2	Control de temperatura en un intercambiador de calor.	190
Figura 10.3	Modo de control On-Off.	193
Figura 10.4	Respuesta a un control On-Off (a) con banda muerta (b) sin banda muerta.	194
Figura 10.5	Diagrama básico de bloques de tareas de la computadora.	195
Figura 10.6	Diagrama detallado de bloques de tareas de la computadora en un control On-Off.	196
Figura 10.7	Ley de control proporcional (a) Ganancia proporcional ($\Delta V/\text{error}$). (b) Baja ganancia. (C) Alta ganancia.	198
Figura 10.8	Respuesta de un escalón de control proporcional.	200
Figura 10.9	Respuesta de un control proporcional a un escalón en la carga.	201 [®]
Figura 10.10	Diagrama de bloques de un control proporcional.	202
Figura 10.11	Diagrama de bloques simplificado.	203
Figura 10.12	Diagrama de bloques de un control integral.	207
Figura 10.13	Implementación analógica de un control integral.	209
Figura 10.14	Bloque de la ecuación de un control integral.	211
Figura 10.15	Diagrama detallado de bloques de tareas de la computadora en un control integral.	212
Figura 10.16	Respuesta escalón de un control PI.	214

Figura 10.17 Mejora en el comportamiento de lazo cerrado debido al control PI.	212
Figura 10.18 Acción de controlador PD a) Solo acción derivativa b) Acción proporcional más derivativa.	214
Figura 10.19 Controlador PID ideal o no interactivo.	216
Figura 10.20 Diagrama de bloques del algoritmo PID real o interactivo.	218
Figura 11.1 Lazo simple de control ante la presencia de perturbaciones.	222
Figura 11.2 Concepto general de aplicación del control cascada.	225
Figura 11.3 Lazo simple de control de temperatura en una caldera.	226
Figura 11.4 Diagrama de bloques de un control simple de temperatura.	226
Figura 11.5 Respuesta sin control y con un lazo simple de control ante una perturbación.	227
Figura 11.6 Control cascada de temperatura con lazo interno de control de flujo de combustible.	228
Figura 11.7 Comparativo entre Lazo Abierto, Lazo Simple y Control Cascada ante un cambio en la presión del suministro de combustible.	229
Figura 11.8 Otras 2 alternativas de control cascada: Lazo interno de presión de combustible y lazo interno de temperatura interna de la caldera.	230
Figura 11.9 Control cascada de velocidad con lazo interno de control de corriente de armadura.	232

Figura 11.10	Lazo simple de control de temperatura de un cuarto grande, identifique perturbaciones y posibles configuraciones de control cascada.	235
Figura 11.11	Control cascada de temperatura con lazo interno de control de flujo de combustible y compensación feedforward estática de temperatura del fluido de alimentación.	237
Figura 11.12	Características de respuesta de una red de adelanto atraso.	238
Figura 11.13	Control cascada de temperatura con lazo interno de control de flujo de combustible y compensación feedforward dinámica de temperatura del fluido de alimentación.	238
Figura 11.14	Comparativo de respuesta ante una perturbación, para casos de lazo abierto, lazo cerrado simple y compensaciones feedforward estática y dinámica.	239
Figura 11.15	Línea de proceso de pintado de lámina.	240
Figura 11.16	Control de posición con compensación feedforward de velocidad.	242
Figura 11.17	Típico lazo de control retroalimentado en un proceso con tiempo muerto \emptyset.	243
Figura 11.18a	Mejorando la respuesta separando el tiempo muerto.	244
Figura 11.18b	Modelo utilizado que se cancele la retroalimentación.	244
Figura 11.19	Salida del modelo utilizada como retroalimentación.	245
Figura 11.20	Equivalente a una compensación de tiempo muerto con modelo perfecto.	245
Figura 11.21	Compensación de tiempo muerto.	246

Figura 11.22 Diagrama de bloques de la aproximación de la compensación de tiempo muerto.	247
Figura 11.23 Esquemático de una caldera y variables de modelado.	248
Figura 11.24 Configuración final del control del proceso mediante modelo del proceso en la computadora.	249
Figura 11.25 Control de relación aire – combustible en una caldera.	250
Figura 11.26 Diagrama de bloques de un control de relación aire – combustible en una caldera.	251
Figura 11.27 Agregando un analizador de oxígeno para mejorar la calidad del control.	252
Figura 11.28 Otra configuración de control utilizando un analizador de oxígeno para mejorar la calidad del control.	252
Figura 11.29 Interacción entre variables en un proceso.	253
Figura 11.30 Uso de desacopladores para eliminar la interacción entre lazos de control.	254

AUTOBIOGRAFÍA

Mi nombre es Francisco Humberto González González, el grado que deseo obtener es el de Maestro en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica con especialidad en Control, el título de la tesis es "Diseño de material didáctico para el curso de Control Digital I Sistemas de adquisición de datos basados en computadora y estrategias básicas de control"

Nací en Nuevo Laredo Tamaulipas el día 21 de Abril de 1957, mi padre es Humberto González Benavides y mi madre es Maria González Treviño

Realicé mis estudios profesionales en la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica de la Universidad Autónoma de Nuevo León, donde me gradué en la carrera de Ingeniero Electricista en Enero de 1979.

De 1979 a la fecha he sido maestro del Departamento de Control en la Coordinación de Electronica He impartido las clases de Servosistemas, Sistemas de Control 2 Control Digital 1 y Electrónica Industrial

Como profesionista en las áreas de Ingeniería Eléctrica y Automatización he participado en proyectos de definición y consultoría en especificaciones, instalación arranque y mantenimiento de equipo electrónico y de automatización relacionado con molinos de laminación, molinos de papel, máquinas IS (vidrio), sistemas anticontaminantes, rectificadoras de rodillos, molinos de tubería y perfil soldadoras de alta frecuencia, control de demanda de energía, equipos de rayos X y equipos de resonancia magnética nuclear

He tenido cursos de entrenamiento en diseño de reguladores para aplicaciones en convertidores y motores de corriente directa (General Electric, 1981) en aceleradores lineales (Siemens, 1984), en control estadístico de calidad (SABA, 1988) en resonancia magnética nuclear (FONAR, 1991) y en convertidores digitales (CEGELEC, 1995)

