

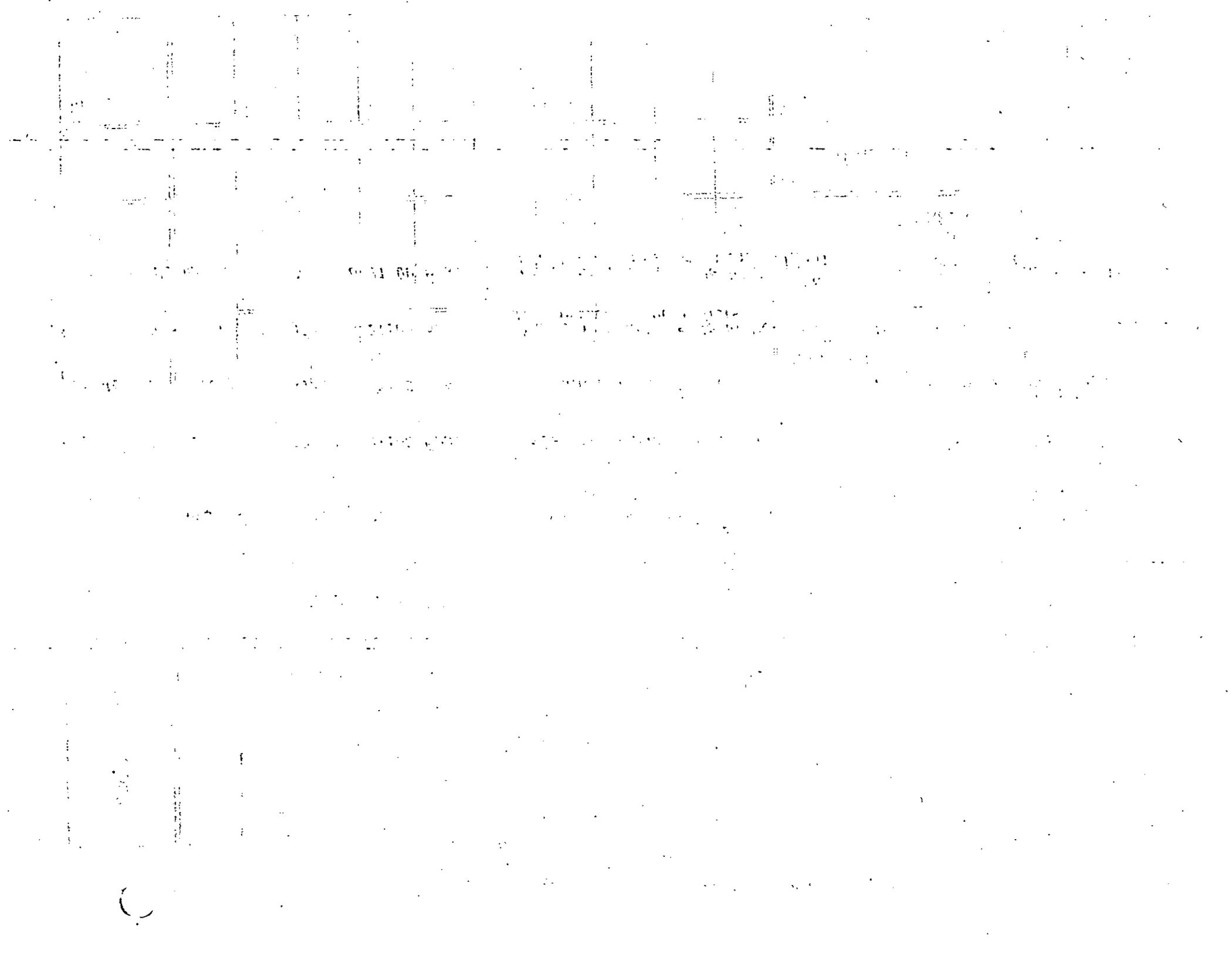
UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
FACULTAD DE INGENIERIA
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
CURSOS ABIERTOS

ROBOTICA INDUSTRIAL

16 al 20 de marzo de 1992.

FECHA	HORARIO	TEMA	PROFESOR
<i>lunes 16 de marzo</i>	<i>17:00 a 21:00 hrs.</i>	<i>Introducción e Integración del Robot</i>	<i>Ing. Vicente Borja Ramírez Ing. Saúl Santillán G.</i>
<i>martes 17 de marzo</i>	<i>17:00 a 21:00 hrs.</i>	<i>Aspectos Teóricos de la Robótica</i>	<i>Dr. Angel Rojas Salgado</i>
<i>miércoles 18 de marzo</i>	<i>17:00 a 21:00 hrs.</i>	<i>Elementos de Control</i>	<i>Ing. Víctor González Villela</i>
<i>jueves 19 de marzo</i>	<i>17:00 a 21:00 hrs.</i>	<i>Aspectos Prácticos de la Robótica (Programación de Robots)</i>	<i>Ing. Arturo Cervantes Cabello</i>
<i>viernes 20 de marzo</i>	<i>17:00 a 21:00 hrs.</i>	<i>Aspectos Prácticos de la Robótica (Celdas Flexibles de Manufactura)</i>	<i>Ing. Héctor de Jesús Jiménez</i>

*anc.



EVALUACION DEL PERSONAL DOCENTE

CURSO: *ROBOTICA INDUSTRIAL*

FECHA: *16 al 20 de marzo de 1992.*

		DOMINIO DEL TEMA	EFICIENCIA EN EL USO DE AYUDAS AUDIOVISUALES	MANTENIMIENTO DEL INTERES. (COMUNICACION CON LOS ASISTENTES, AMENIDAD, FACILIDAD DE EXPRESION).	PUNTUALIDAD	
CONFERENCISTA-						
1.	<i>Ing. Vicente Borja-Ramírez</i>					
2.	<i>Ing Saúl Santillán G.</i>					
3.	<i>Dr. Angel Rojas Salgado</i>					
4.	<i>Ing. Víctor González Villela</i>					
5.	<i>Ing. Arturo Cervantes Cabello</i>					
6.	<i>Ing. Héctor de Jesús Jiménez</i>					
ESCALA DE EVALUACION: 1 a 10						

1.- ¿Qué le pareció el ambiente en la División de Educación Continua?

MUY AGRADABLE

AGRADABLE

DESAGRADABLE

2.- Medio de comunicación por el que se enteró del curso:

PERIODICO EXCELSIOR
ANUNCIO TITULADO DE
VISION DE EDUCACION
CONTINUA

PERIODICO NOVEDADES
ANUNCIO TITULADO DE
VISION DE EDUCACION
CONTINUA

FOLLETO DEL CURSO

CARTEL MENSUAL

RADIO UNIVERSIDAD

COMUNICACION CARTA,
TELEFONO, VERBAL,
ETC.

REVISTAS TECNICAS

FOLLETO ANUAL

CARTELERA UNAM "LOS
UNIVERSITARIOS HOY"

GACETA
UNAM

3.- Medio de transporte utilizado para venir al Palacio de Minería:

AUTOMOVIL
PARTICULAR

METRO

OTRO MEDIO

4.- ¿Qué cambios haría en el programa para tratar de perfeccionar el curso?

5.- ¿Recomendaría el curso a otras personas? SI NO

5.a. ¿Qué periódico lee con mayor frecuencia?

6.- ¿Qué cursos le gustaría que ofreciera la División de Educación Continua?

7.- La coordinación académica fué:

EXCELENTE	BUENA	REGULAR	MAIA
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

8.- Si está interesado en tomar algún curso INTENSIVO ¿Cuál es el horario más conveniente para usted?

LUNES A VIERNES DE 9 a 13 H. Y DE 14 A 18 H. (CON COMIDAD)	LUNES A VIERNES DE 17 a 21 H.	LUNES A MIERCOLES Y VIERNES DE 18 A 21 H.	MARTES Y JUEVES DE 18 A 21 H.
<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
VIERNES DE 17 A 21 H. SABADOS DE 9 A 14 H.		VIERNES DE 17 A 21 H. SABADOS DE 9 A 13 H. DE 14 A 18 H.	OTRO
<input type="checkbox"/>		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

9.- ¿Qué servicios adicionales desearía que tuviese la División de Educación Continua, para los asistentes?

10.- Otras sugerencias:



**FACULTAD DE INGENIERIA. U.N.A.M.
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

C U R S O S A B I E R T O S

ROBOTICA INDUSTRIAL

Del 16 al 20 de marzo de 1992

- 1.- *I N T R O D U C C I O N*
- 2.- *I N T E G R A C I O N D E R O B O T*

PALACIO DE MINERIA

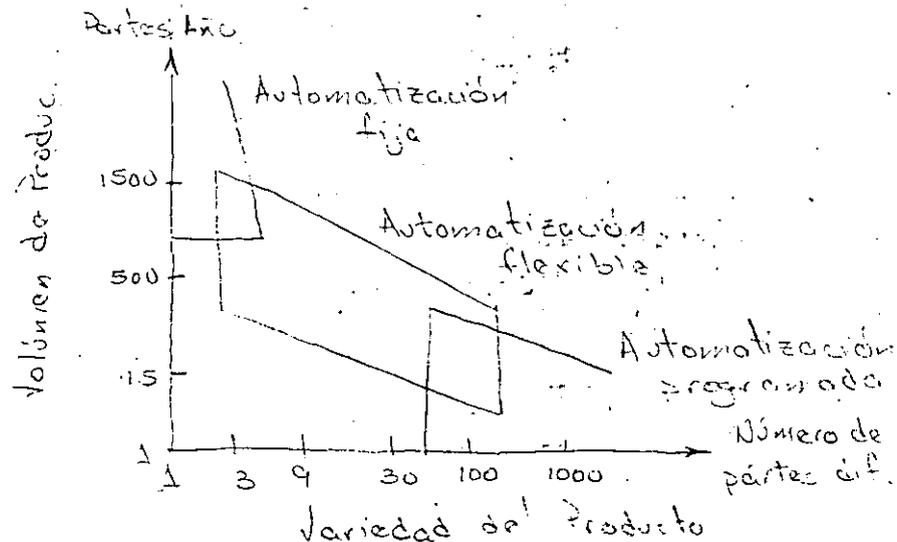
ROBOTICA

OBJETIVO: CONOCER LOS COMPONENTES DE UN ROBOT, SU CONFIGURACION, CLASIFICACION Y PRINCIPALES APLICACIONES INDUSTRIALES.

RIA: ROBOTICS INDUSTRIES ASSOCIATION

DEFINICION: Un robot industrial es un manipulador reprogramable, multifuncional diseñado para mover materiales, partes, herramientas o dispositivos especiales a través de movimientos varios programados.

APLICACION:

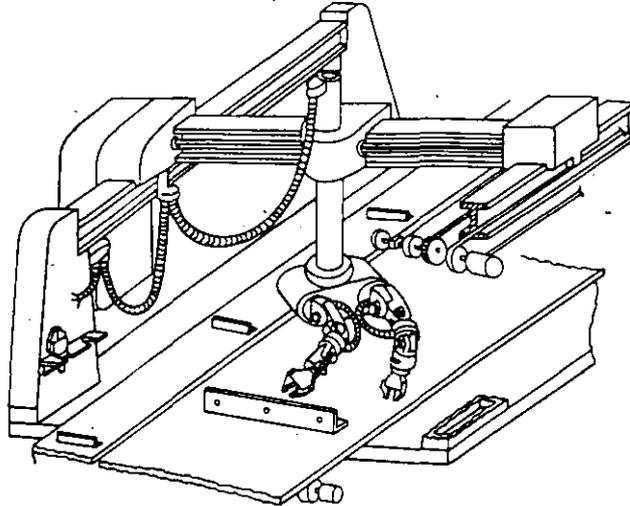


- HISTORIA:**
- 1805 Henri Maillardet diseñó y fabricó una muñeca mecánica que dibujaba
 - Revolución industrial - gran avance en maquinaria para textiles (1770-1785)
 - 1905's-1952 Control Numérico (NC) John Parsons utiliza tarjetas perforadas con un código numérico para controlar una máquina herramienta. Se trabaja (mit) en una fresadora de 3 ejes. Se desarrolla APT.
 - 1904's Teleoperadores para el manejo de materiales

peligrosos. inicialmente eran totalmente mecánicos.

- El robot tiene su base conceptual en los mecanismos teleoperadores y el control numérico-

-1954 Patente británica para un robot (Kenward)



-1946 Dispositivos para grabar señales eléctricas magnéticamente y luego enviarlas para controlar una máquina (George Devol E.U.A.).

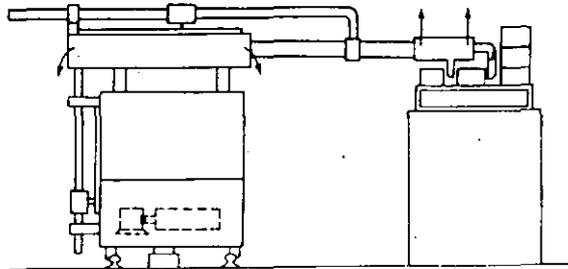


Figure 1-6 Sketch of Devol's "Programmed Article Transfer" similar to the diagram that accompanied the patent description.

-1961 Transportador de artículos programable

-1960 1er. robot Unimate (hidráulico).

(Engelberger con Devol-Unimation Corp.)

-1961 Instalación del Unimate en Ford

-1968 "Shakey" robot desarrollado en SRI

(Stanford Research Institute) tenía cámara, sensores de tacto y era movable.

-1973 1er. lenguaje de programación "wave" (SRI)

-1974 Asea "IRb6" robot - totalmente eléctrico

- actualmente el desarrollo está muy enfocado a visión, sensores táctiles, inteligencia artificial.

CONFIGURACIONES DE LOS ROBOTS

1. Polar.- Gran alcance. Para alimentar máquinas herramientas. Espacios reducidos.

2. Cilíndrica.- Para alimentar, cargar y descargar. Buena rigidez. Espacios reducidos.

3. Coordenadas cartesianas.- Muy buena rigidez. Tipo caja gran repetibilidad.

4. Brazo articulado. Gran alcance. Varios grados de libertad.

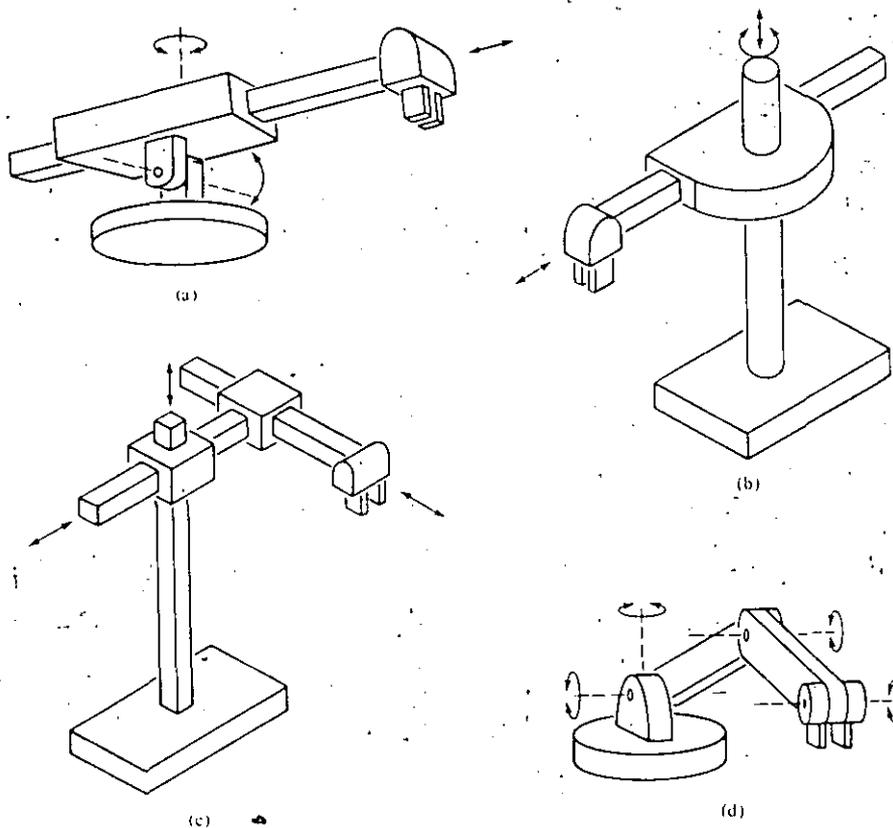


Figure 2-1 The four basic robot anatomies: (a) polar, (b) cylindrical, (c) cartesian, and (d) jointed-arm. (Reprinted from Reference [7].)

Los movimientos individuales de cada una de las articulaciones se designan como "grados de libertad".

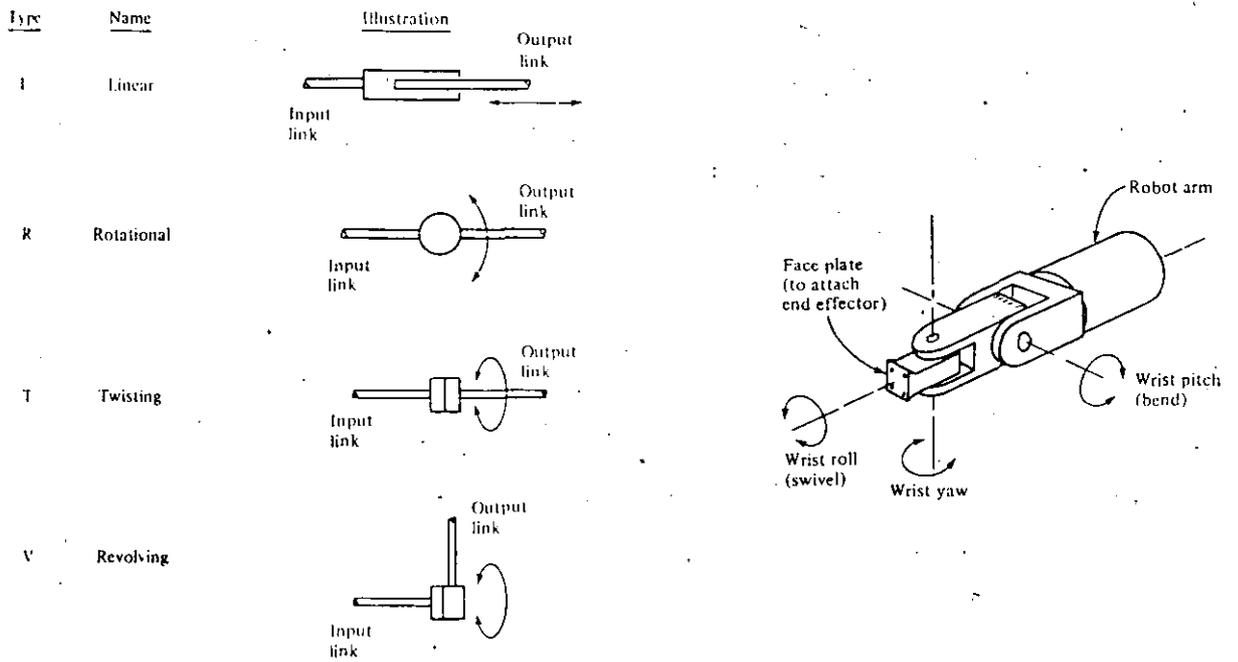


Figure 2-9 Several types of joints used in robots: (a) rotational joint with rotation along an axis perpendicular to arm member axes, (b) rotational joint with twisting action, (c) linear motion joint, usually achieved by a sliding action.

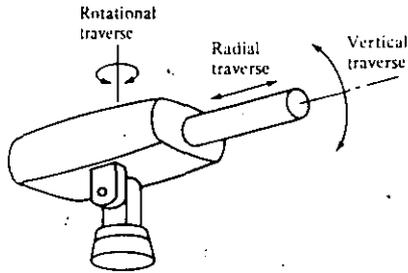
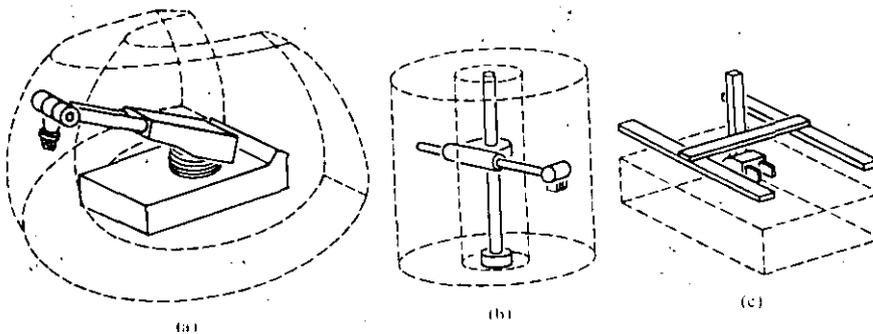


Figure 2-10 Three degrees of freedom associated with arm and body of a polar coordinate robot.



VOLUMEN DE TRABAJO:

Es el espacio dentro del cual el robot puede manipular su muñeca. La mano (end effector) no se considera parte del robot.

SISTEMAS DE TRANSMISION:

Determinar la velocidad del robot, la fuerza y respuesta dinámica. Pueden ser:

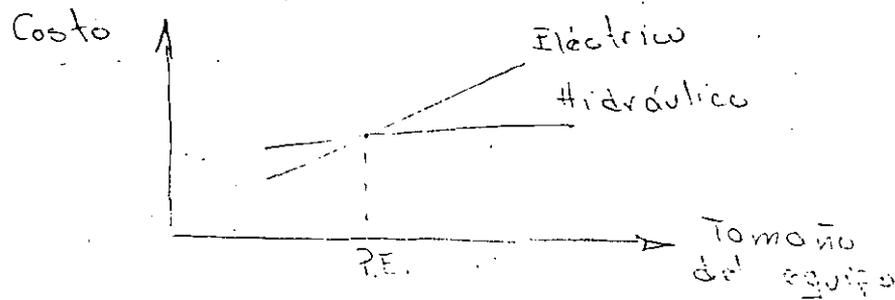
1. Hidráulicos
2. Eléctricos
3. Neumáticos

1. Hidráulicos:

- Son robots grandes
- Gran velocidad y fuerza
- Se requiere mas espacio en el piso
- Fugas y suciedad
- Puede haber dispositivos de accionamiento de robotica o lineales.

2. Eléctricos:

- No son tan potentes y rápidos como los hidráulicos
- Su exactitud y repitibilidad son superiores
- Son mas compactos
- Son buenos para operaciones de ensamble (exactitud de movimientos) utilizan motores eléctricos de pasos (CD) o servomotores

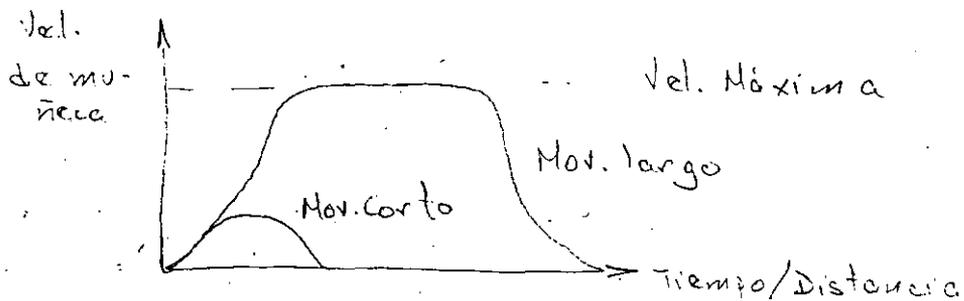


Existe una tendencia muy clara hacia la fabricación de robots totalmente eléctricos.

3. Neumáticos:
- Se reservan para robots pequeños con pocos grados de libertad (2-4). Son comunmente del tipo "pick and place".
 - Se pueden tener movimientos lineales o rotaciones.

La velocidad máxima de los robots eléctricos es de alrededor de 1.7 m/seg. y depende, básicamente de:

1. La exactitud con que se debe posicionar la mano.
2. El peso del objeto (hasta 1000 kg., con el brazo extendido).
3. La distancia a ser movido



De acuerdo a su sistema de control, los robots se pueden clasificar:

1. Robots de secuencia limitada
2. "Play back" con control punto a punto.

3. "Play back" con control de trayectoria continuo

4. Robots inteligentes

1. Robots de secuencia limitada: no utilizan servo controles para indicar la posición relativa de las articulaciones. Utilizan limit switches o paros mecánicos. Todas las articulaciones se mueven a sus posiciones extremas y el movimiento controlado se debe al arreglo mecánico del robot. La neumática es muy utilizada en este tipo de robots y el control solamente es secuencial (no retroalimentado).

2. En los tipos "play back": se programa al robot enseñándole los movimientos. Tienen control tipo servo (malla cerrada para comparar las posiciones alcanzadas con aquellas que le fueron enseñadas).

2.1 Tipo punto a punto: realiza el movimiento alcanzado una serie de puntos que se desean. Al robot se le enseñan todos los puntos deseados y los guarda en su memoria. No existe control (servo) de la trayectoria entre punto y punto. Se aplican para alimentadores de piezas y punteadoras.

2.2 Tipo de trayectoria continua: el control define una serie de puntos (muy próximos) para irlos siguiendo. El control debe almacenar gran cantidad de puntos individuales (por ejem. para curvas). Toda la trayectoria es controlada (servo). Se requiere una computadora como control.

3. Robots "inteligentes": interactúan con el medio ambiente, alteran su ciclo de movimientos programado dependiendo de lo que ocurre en su volumen de trabajo. por ejem. robots ensambladores o soldadura de arco. Utilizan un lenguaje de programación de alto nivel, parecido al idioma inglés y toman decisiones lógicas de acuerdo con la información que obtienen de los sensores.

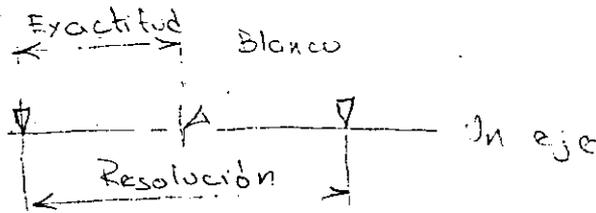
La precisión de un robot esta en funcion de la resolución, exactitud y repitibilidad.

Las siguientes definiciones son considerando movimientos punto a

punto con el brazo totalmente extendido. Se trata de evaluar la capacidad del robot para alcanzar un punto dentro de su volumen de trabajo (contexto estático).

Resolución: es el incremento mas pequeño de movimiento en el cual puede dividir su volumen de trabajo. Depende de la resolución del control y de las enexactitudes mecánicas.

Exactitud: habilidad para posicionarse en el punto deseado. (tal vez el punto programado puede ser diferente al blanco, debido a las limitaciones de resolución del control).



Repetibilidad: habilidad del robot para posicionarse en un punto en el espacio que ha sido previamente enseñado al robot (regresar al punto). Los fabricantes definen el radio de una esfera.

Cedencia (compliance): desplazamiento sufrido por la muñeca debido a la fuerza o torque ejercido en contra de ella.

APLICACIONES DE LOS ROBOTS INDUSTRIALES

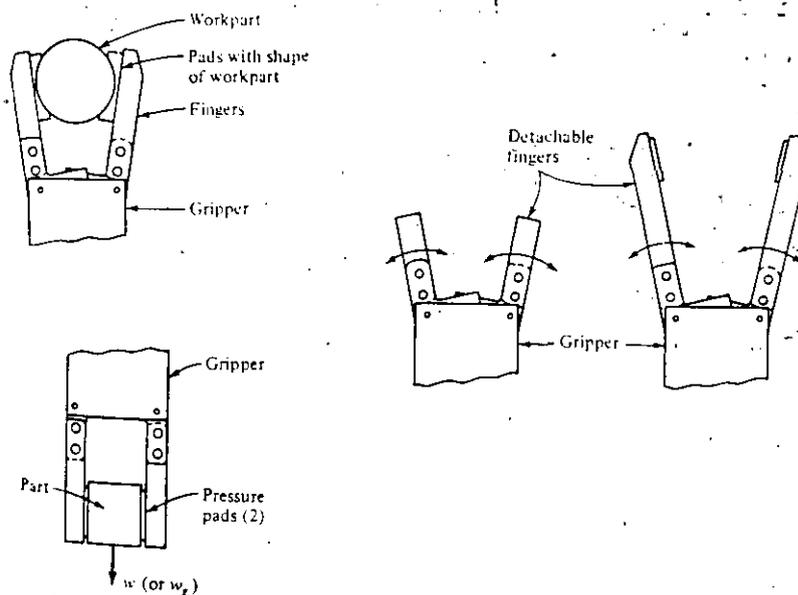
1. Manejo de materiales: carga y descarga de piezas para máquinas herramientas
2. Procesos: puntear, soldadura de arco, pintura
3. Ensamble e inspeccion: existe un gran interés en los procesos de ensamble debido a su potencial económico.

MANOS (END EFFECTORS)

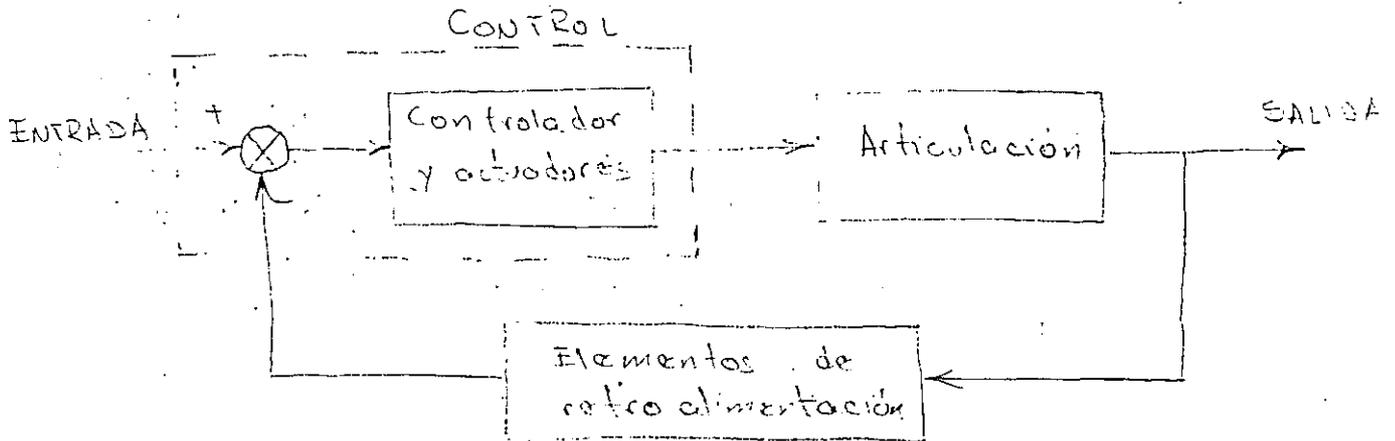
Es el dispositivo que se acopla a la muñeca del robot y le permite realizar una tarea específica. Existen dos tipos:

1. Sujetadores de objetos. Sencillos y dobles
2. Herramientas. Realizan trabajo sobre la pieza.

Algunas veces los sujetadores se utilizan para tomar diferentes tipos de herramientas.



CONTROLADORES



ENTRADA: posición (veloc.) a donde se desea ir

SALIDA: posición (veloc.) de la articulación

RETROALIMENTACION: sensores

Sist. de control = Controlador + Actuador

Obj. sist. de control: compara estado actual con deseado y produce una señal de corrección para eliminar el error o disminuirlo lo mas posible.

Controlador: elementos que comparan las señales de salida y entrada + elemento de control que determina la acción del control + amplificadores de potencia y artefactos de hardware que apoyan la acción del control.

Actuador: elementos que transforman la acción del control en movimiento del manipulador.

Los controles y actuadores pueden ser operados neumática, hidráulica, mecánica o electrónicamente, o por una combinación de estos.

Acciones básicas de control:

1. Enc. Apag. (on-off)
2. Proporcional
3. Derivativo
4. Integral

Tipos de controladores:

1. Enc-apag.
2. Proporcional
3. Integral
4. Proporcional + Integral (P-I)
5. Proporcional + Derivativo (P-D)
6. Proporcional+Integral+Derivativo (P-I-D)

Control Enc.-Apag. (on-off).- Solo dos señales de control apag. ó enc.
Ej. termostado. Se da rango para evitar vibraciones.

Control proporcional.- Acción moderada, proporcional a la señal de error (magnitud).

Control integral.- Acción control proporcional a tiempo de duración cambio de señal de error. Señal error larga entonces señal controlen incremento. Se usa cuando hay llamadas en el sistema. Aunque no hay de error, se mantiene señal control.

Control proporcional+derivativo.- Control derivativo produce señal de control proporcional a la variación de error. Si si el error no varia, no produce señal, por esto no se usá solo. El control P-D se anticipa a variaciones en error y reacciona con rapides.

Control P-I-D.- Es el mas general y comun. Da respuesta rápida, buen control de la estabilidad del sistema y bajo estado permante de error.

ACCIONAMIENTO Y ELEMENTOS DE RETROALIMENTACION

Equipo componente de un sistema de control:

1. Equipo controlador
2. Sensores
3. Actuadores
4. Equipo transmisor de potencia

Sensores de posicion:

Potenciómetro - analogico (variación resistencia)
Resolvers- analogico (variación pieza móvil respecto a fija)
Encoders (ópticos)- digital. Incremental o absoluto

Sensores de velocidad:

Tacómetro C.D. (generador). Analógicos
Encoders. Digitales

Actuadores:

Neumáticos e hidráulicos (100 lb/cm^2 y $1000-3000 \text{ lb/cm}^2$)
Eléctricos (motores): servo motor C.D. (par constante); motor de pasos (movimiento intermitente, par variable); servo motores C.A. (más baratos y potentes a los de C.D.)

Sistemas de transmisión de potencia:

Engranajes
Tornillos sin fin
Poleas
Cadenas
Transmisión armónica

SENSORES

Sensores:

Táctiles (contacto, fuerza)

De proximidad (ópticos, acústicos, campo magnético, etc.)

Especiales (acústicos, temperatura, flujo, etc.)

Visión

Usos de los sensores:

1. Monitoreo de seguridad
2. Retroalimentación en proceso
3. Inspección en control de calidad
4. Determinar posición e información referente a objetos en el área del robot

Funciones de la visión:

1. Sensar y digitalizar la imagen
2. Procesar y analizar la imagen
3. Aplicación

BIBLIOGRAFICA

1. INDUSTRIAL ROBOTICS

Mikell P. Groover, Mitchell Weiss

Mc. Graw-Hill 1986

2. INDUSTRIAL ELECTRONICS AND ROBOTICS

Schuler & Mc. Namee

Mc. Graw Hill 1986

3. EL LIBRO DEL ROBOT

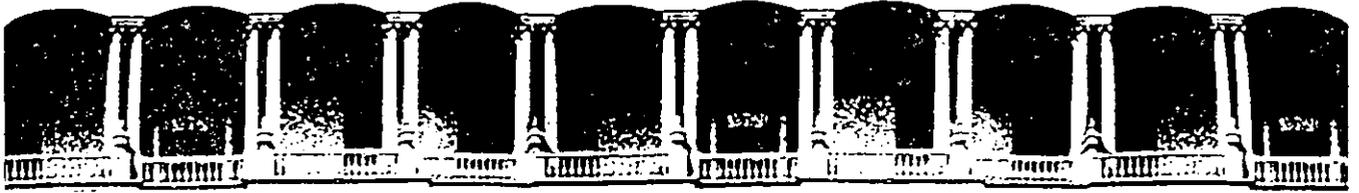
Pawson

Gustavo Gili 1986

4. WHAT EVERY ENGINEER SHOULD KNOW ABOUT ROBOTS

Zeldman

Ed. Kekker 1984



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

C U R S O S A B I E R T O S

ROBOTICA INDUSTRIAL

Del 16 al 20 de marzo de 1992

3. ASPECTOS TEORICOS DE LA ROBOTICA

PALACIO DE MINERIA

II - Fundamentos Teóricos.

2.1- Introducción.

Un robot industrial consiste de algunos elementos rígidos conectados en serie, el acoplamiento de cuerpos rígidos forman una cadena cinemática, siendo considerado cada cuerpo como un eslabón de la cadena.

Si existen eslabones acoplados a un solo eslabón vecino, la cadena es abierta y constituye un manipulador. El manipulador está constituido por tres elementos básicos: cuerpo, brazo y antebrazo, que se relacionan entre sí mediante articulaciones o pares cinemáticos. Cada elemento dispone de dos pares cinemáticos, estando el primero de ellos fijo a la base y el último con un extremo libre, en donde se sitúa la mano o herramienta.

2.2 Tipo de articulaciones.

Únicamente son posible seis tipos diferentes de articulaciones, las cuales se muestran en la figura(2.2.1), estas son:

Rotación (R), permite giro alrededor de un eje y evita traslación. Impone cinco restricciones, tres de traslación y dos de rotación.

Prismática (P), permite únicamente traslación a lo largo de una dirección. Impone cinco restricciones, tres de rotación y traslación sobre dos direcciones.

Tornillo (T), permite traslación a lo largo de un eje o rotación alrededor del mismo eje, existiendo una relación entre ellos. Por lo tanto también impone cinco restricciones.

Cilíndrica (C), permite dos movimientos independientes, traslación sobre un eje y rotación alrededor del mismo. Impone cuatro restricciones.

Esférica (S), permite rotación alrededor de tres ejes no coplanares e impide movimientos de traslación. Impone tres

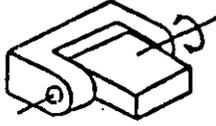
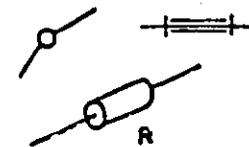
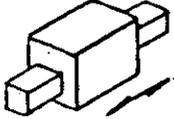
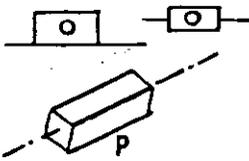
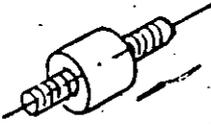
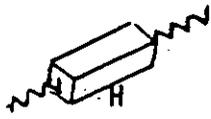
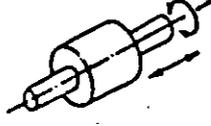
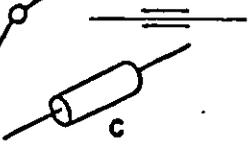
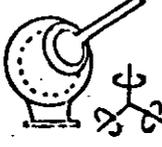
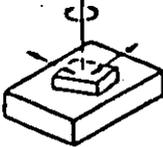
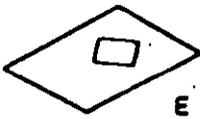
Nombre del par	Unión mecánica forma de los pares	Representación esquemática
1. Rotación (R)		
2. Prismático (P)		
3. Tornillo (H)		
4. Cilíndrico (C)		
5. Esférico (S)		
6. Plano (E)		

Figura (2.2.1) - Representación de los seis pares inferiores.

restricciones.

Planar (E), permite traslación a lo largo de dos direcciones independientes y rotación alrededor de un eje perpendicular al plano de esas direcciones. Impone tres restricciones.

De éstas articulaciones, pueden considerarse básicas la de rotación y la prismática ya que mediante ellas pueden simularse las demás. (tres rotaciones que se intersectan en un punto son equivalentes a una articulación esférica, Duffy [6]).

2.3 Grados de libertad.

Grado de libertad es el número mínimo de parámetros que se precisan para determinar la posición y la orientación de un elemento o cuerpo rígido, tal como el órgano o elemento terminal del manipulador. También se puede definir como los posibles movimientos básicos. En la figura(2.3.1), se muestra el esquema de un robor de estructura moderna con seis grados de libertad; tres de ellos determinan la posición en el espacio de la mano (q_1, q_2, q_3), y los otros tres la orientación de la mismo (q_4, q_5, q_6).

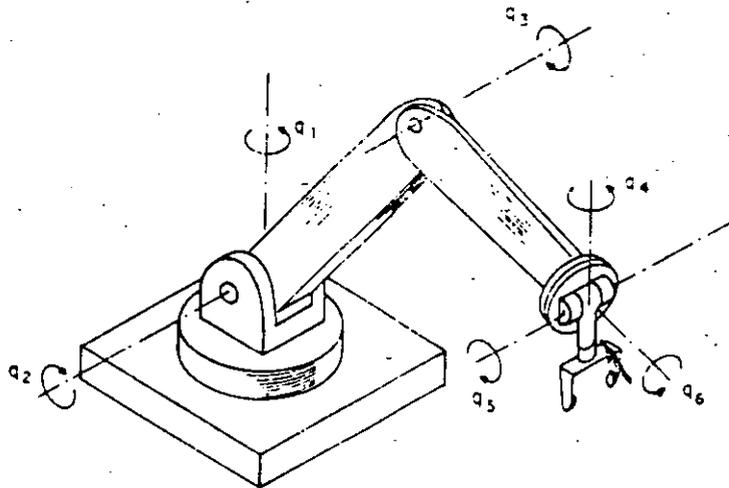


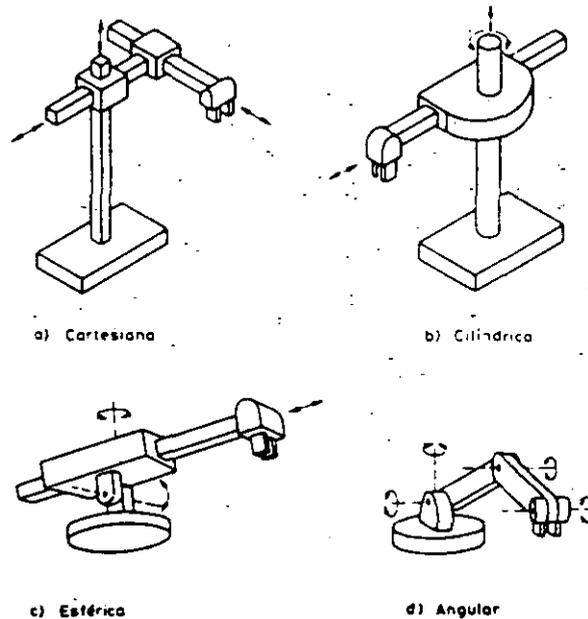
Figura (2.3.1.)-Esquema de un manipulador con 6 grados de libertad.

El tipo de manipulador empleado más frecuentemente en la

industria, tiene tres grados de libertad en su estructura, más otros tres en la muñeca. Con el movimiento de cada elemento (grados de libertad q_1, q_2, q_3). se consigue posicionar la mano en un punto de la zona operativa (el extremo libre) y con los otros tres grados de libertad de la muñeca, se logra orientar en cualquier dirección el elemento terminal o mano.

2.4 Coordenadas generalizadas.

La estructura del manipulador y la disposición entre sus elementos proporciona una configuración mecánica, la cual conduce a establecer las relaciones funcionales para definir la posición y orientación del elemento terminal. Fundamentalmente existen cuatro estructuras básicas en los manipuladores, que se muestran en la figura(2.4.1) y se citan a continuación.



Figura(2.4.1)-Diversas estructuras de robots
Estructura de Coordenadas cartesianas (tres ejes lineales)
(ejemplo: robot RS-1 de IBM y el robot sigma de Olivetti).
Estructura de Coordenadas cilíndricas(dos ejes lineales y un rotacional)(ejemplo: robot Versatran 600 de Prob).

Estructura de Coordenadas esféricas (un eje lineal y dos de rotación)(ejemplo robot Unimate 2000B de Unimation Inc.).

Estructura de Coordenadas de rotación o articuladas(tres ejes rotacionales.)(ejemplo: robot T³ de Cincinnati Milacron y el puma de Unimation Inc.).

Cada una de las variables que especifican un grado de libertad, que pueden indicar rotación o desplazamiento seran denominadas coordenadas generalizadas y se representaran por q_i .

2.5 Zona de trabajo.

Las dimensiones de los elementos del manipulador, junto con los grados de libertad, definen la zona de trabajo del robot, es la característica fundamental en las fases de selección e implementación del modelo adecuado.

La zona de trabajo se subdivide en áreas diferentes entre sí, por la accesibilidad específica del elemento terminal en cada una de ellas . Por ejemplo, la zona en la que se puede orientar horizontalmente del elemento terminal, es diferente a la que permite orientarlo verticalmente o con un determinado ángulo de inclinación, figura(2.5.1).

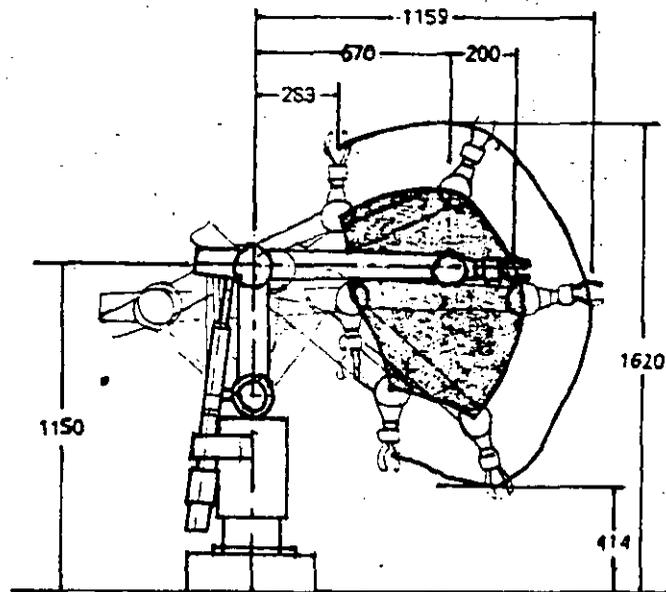
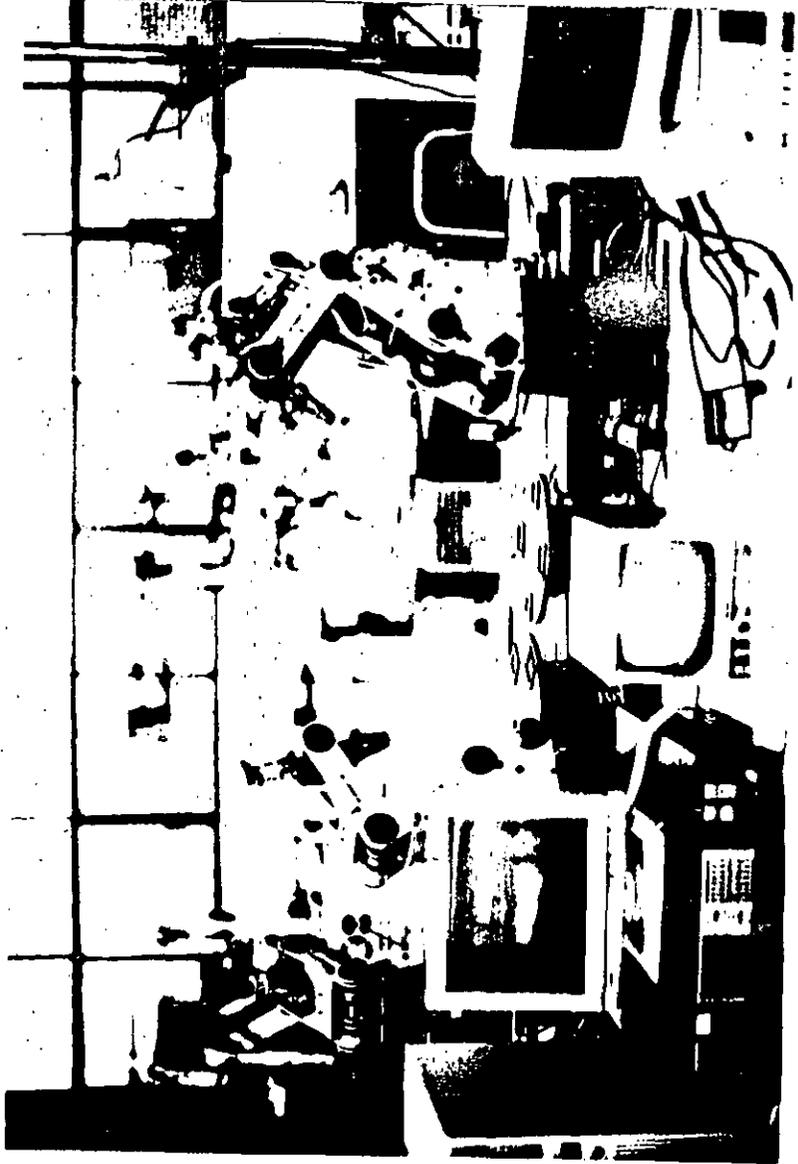


Figura (2.5.1.)-Dimensiones y zona de trabajo del manipulador del sistema de robot industrial IRB 6/2.



También queda restringida la zona de trabajo por los límites de giro y desplazamiento que existe en las articulaciones.

2.6 Cinemática del manipulador.

2.6.1 Introducción.

La cinemática del brazo del robot trata con el estudio analítico de la geometría del movimiento del brazo del robot, con respecto a un sistema de coordenadas de referencia fijo, sin considerar las fuerzas o momentos que originan el movimiento. Así, la cinemática se interesa por la descripción analítica del desplazamiento espacial del robot como una función del tiempo, en particular de las relaciones entre la posición de las variables de articulación, la posición y orientación de la mano del robot.

Hay dos problemas fundamentales en la cinemática del robot. El primer problema se suele conocer como el problema cinemático directo en el cual se conocen los giros de las articulaciones, mientras que el segundo es el problema cinemático inverso en el cual se conocen las coordenadas de la trayectoria de la mano o herramienta. Como las variables independientes de un robot son las variables de articulación (giros o desplazamientos de los eslabones), y una tarea se suele dar en términos del sistema de coordenadas de referencia, se utiliza de manera más frecuente el problema cinemático inverso. Denavit y Hartenberg (1964), propusieron un enfoque sistemático y generalizado, el cual emplea álgebra matricial para describir y representar la geometría espacial de los elementos del brazo del robot, con respecto a un sistema de referencia fijo. La matriz que se obtiene mediante el método de Denavit-Hartenberg (D-H), representa una transformación de cada uno de los ejes de coordenadas definido en la articulación con respecto al sistema de coordenadas del elemento previo. Así mediante transformaciones secuenciales, un punto de la herramienta expresado en las coordenadas de la mano, se puede transformar y expresar en las coordenadas de la base, que constituye un

sistema inercial.

Cada sistema de coordenadas se determina y establece sobre la base de estas tres reglas:

1. El eje Z_{i-1} es paralelo al eje de la articulación.
2. El eje X_i es perpendicular a los eje Z_{i-1} y Z_i .
3. El eje Y_i completa el sistema de coordenadas según se requiera.

La representación de D-H de un elemento rígido depende de los parámetros geométricos asociados con cada elemento. Cuatro parámetros describen completamente cualquier eslabón estos parámetros se definen como sigue:

- θ_i : Es el ángulo de la articulación entre el eje X_i y el eje X_{i+1} respecto del eje Z_i .
- d_i : Es la distancia entre los ejes Z_i y Z_{i+1} siempre positivo y medido sobre X_{i+1} .
- b_i : Es la coordenada Z_i de la intersección de los ejes X_{i+1} y Z_i .
- α_i : Es el ángulo entre el eje Z_i al eje Z_{i+1} respecto del eje X_i .

2.6.2 Posición y orientación.

Para definir la posición y orientación de la mano o herramienta a través de los eslabones intermedios se hace uso de transformaciones afines, que consiste en una traslación del origen de coordenadas y una rotación de los ejes coordenados. Con referencia a la figura (2.6.2). Sea (X_1, Y_1, Z_1) y (X_2, Y_2, Z_2) dos sistemas coordenados relacionados por una transformación afín. El vector de posición de cualquier punto P referido en el sistema 2 se puede expresar en el sistema 1 como:

$$[p]_1 = [a_{1,2}]_1 + [Q_{1,2}]_1 [p]_2 \quad (2.6.2.1)$$

donde $a_{1,2}$ es el vector de traslación que une a los orígenes del sistema 1 con el 2 y $Q_{1,2}$ es la matriz de rotación que sobre

pone los sistemas 1 y 2 mediante un giro y el subíndice de los paréntesis cuadrados indica el marco de referencia en el cual se representa el vector.

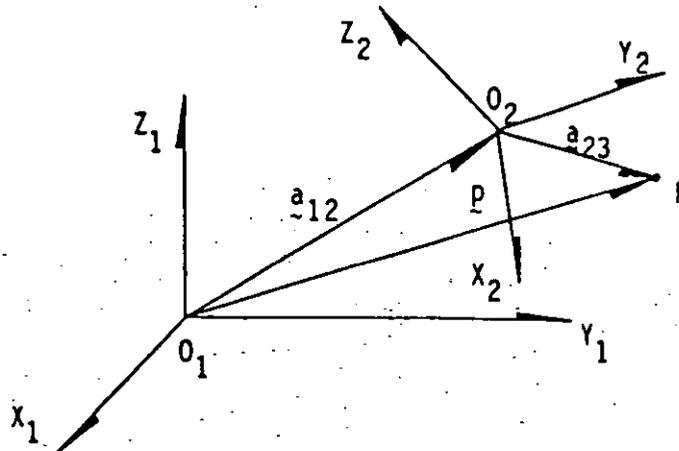


Figura (2.6.2)-Posición y orientación.

Para relacionar otro conjunto de coordenadas con los anteriores, sea (X_3, Y_3, Z_3) el nuevo sistema. La transformación afín entre 2 y 3 es.

$$[p]_2 = [a_{2,3}]_2 + [Q_{2,3}]_2 [p]_3 \quad (2.6.2.2)$$

para referir al sistema 1, y obtener una relación de coordenadas 3 a 1, se procede en la siguiente forma.

$$\begin{aligned} [p]_1 &= [a_{1,2}]_1 + [Q_{1,2}]_1 [a_{2,3}]_2 + \\ &\quad + [Q_{1,2}]_1 [Q_{2,3}]_2 [p]_3 \\ &= [a_{1,3}]_1 + [Q_{1,3}]_1 [p]_3 \end{aligned} \quad (2.6.2.3)$$

donde

$$[a_{1,3}]_1 = [a_{1,2}]_1 + [Q_{1,2}]_1 [a_{2,3}]_2$$

Al tener definidos los parámetros de Denavit-Hartenberg, podremos definir la matriz de rotación $[Q_{i,i+1}]_i$, que denota una rotación que lleva el sistema coordenado (X_i, Y_i, Z_i) a

coincidir con el $(X_{i+1}, Y_{i+1}, Z_{i+1})$. Esta matriz se obtiene mediante la composición de dos rotaciones, una de un ángulo θ_1 alrededor de Z_1 , seguida de un ángulo α_1 alrededor de eje X_1 . Así se obtiene.

$$[Q_{1,1+1}]_1 = \begin{bmatrix} C\theta_1 & -S\theta_1 C\alpha_1 & S\theta_1 S\alpha_1 \\ S\theta_1 & C\theta_1 C\alpha_1 & -C\theta_1 S\alpha_1 \\ 0 & S\alpha_1 & C\alpha_1 \end{bmatrix} \quad (2.6.2.4)$$

así mismo

$$[\tilde{a}_{1,1+1}]_1^T = [d_1 C\theta_1, d_1 S\theta_1, b_1] \quad (2.6.2.5)$$

expresión para el vector que une los orígenes de los sistemas i e $i+1$.

El análisis cinemático directo consiste en determinar la posición, la velocidad y la aceleración de cada eslabón, incluyendo la mano o herramienta, dados los parámetros y desplazamientos relativos de las articulaciones, así como su primera y segunda derivada.

Algunos autores (Paul 1981, Lee 1982), utilizan una matriz de transformación homogénea de 4×4 para describir la relación espacial entre dos elementos mecánicos rígidos adyacentes y reducen el problema cinemático directo a encontrar una matriz de transformación homogénea de 4×4 que relacione el desplazamiento espacial del sistema de coordenadas de la mano al sistema de coordenadas de referencia. Esta matriz de transformación se define como:

$${}^{i-1} T_i = \begin{bmatrix} l_x & m_x & n_x & p_x \\ l_y & m_y & n_y & p_y \\ l_z & m_z & n_z & p_z \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.6.2.6)$$

el empleo de matrices de transformación homogénea es ineficiente desde el punto de vista numérico, ya que se trabaja con términos nulos que conducen a operaciones superfluas.

2.6.3 Análisis de velocidad y aceleración.

La ubicación de la mano o herramienta está dada por el vector de posición \underline{u} definido como:

$$\underline{u}(\theta) = [a_{1,2}]_1 + [Q_{1,2}]_1 [a_{2,3}]_2 + \dots + [Q_{1,2}]_1 [Q_{2,3}]_2 \dots \dots \dots [Q_{n-1,n}]_{n-1} [a_{n,n-1}]_n \quad (2.6.3.1)$$

Para simplificar la notación, se indicará

$$[Q_{i,i+1}]_i \text{ con } Q_i \text{ y } [a_{i,i+1}]_i \text{ con } a_i$$

por lo tanto, la ecuación (2.6.3.1) resulta en :

$$\underline{u}(\theta) = a_1 + Q_1 a_2 + \dots + Q_1 Q_2 \dots Q_{n-1} a_n \quad (2.6.3.2)$$

La velocidad de la mano se obtiene derivando la ec. (2.6.3.2) con respecto al tiempo, obteniéndose.

$$\dot{\underline{u}} = \dot{a}_1 + Q_1 \dot{a}_2 + \dot{Q}_1 a_2 + \dots + Q_1 Q_2 \dots Q_{n-1} \dot{a}_n + \dots + \dot{Q}_1 Q_2 \dots Q_{n-1} a_n + \dots + Q_1 Q_2 \dots Q_{n-1} \dot{a}_n \quad (2.6.3.3)$$

definiendo la matriz de velocidad angular como:

$$\underline{\Omega} = \dot{Q}_i Q_i^T = \theta_i \underline{e} \times \underline{1} \quad (2.6.3.4)$$

y considerando las propiedades de las matrices ortonormales

$$Q_i^T Q_i = \underline{1} \quad (2.6.3.5)$$

siendo $\underline{e} = (0, 0, 1)^T$ el vector unitario paralelo al eje de rotación y $\underline{1}$ es la matriz identidad.

Aplicando las ecs. (2.6.3.4 y 2.6.3.5) en la ec. (2.6.3.3) se tiene :

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{u}} = & \dot{\tilde{a}}_1 + \tilde{Q}_1 \tilde{Q}_1^T \tilde{Q}_1 \dot{\tilde{a}}_2 + \tilde{Q}_1 \dot{\tilde{a}}_2 + \tilde{Q}_1 \tilde{Q}_1^T \tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2 \dot{\tilde{a}}_3 + \tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2 \tilde{Q}_2^T \tilde{Q}_2 \dot{\tilde{a}}_3 + \tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2 \dot{\tilde{a}}_3 + \dots + \\ & + \omega_{n-1} \times \tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2 \dots \tilde{Q}_{n-1} \dot{\tilde{a}}_n + \tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2 \dots \tilde{Q}_{n-1} \dot{\tilde{a}}_n \end{aligned} \quad (2.6.3.6)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{u}} = & \dot{\tilde{a}}_1 + \theta_1 e \times \tilde{Q}_1 \dot{\tilde{a}}_2 + \tilde{Q}_1 \dot{\tilde{a}}_2 + \theta_1 e \times \tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2 \dot{\tilde{a}}_3 + \theta_2 \tilde{Q}_1 [e \times \tilde{Q}_2 \dot{\tilde{a}}_3] + \tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2 \dot{\tilde{a}}_3 + \\ & + \dots + \omega_{n-1} \times \tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2 \dots \tilde{Q}_{n-1} \dot{\tilde{a}}_n + \tilde{Q}_1 \dots \tilde{Q}_{n-1} \dot{\tilde{a}}_n \end{aligned}$$

además se tiene que

$$\dot{\tilde{a}}_k = \theta_k e \times \tilde{a}_k \quad k = 1, 2, \dots, n-1$$

teniendo al sustituir.

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{u}} = & \theta_1 e \times \tilde{a}_1 + (\theta_1 e + \theta_2 \tilde{Q}_1 e) \times \tilde{Q}_1 \dot{\tilde{a}}_2 + (\theta_1 e + \theta_2 \tilde{Q}_1 e + \theta_3 \tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2 e) \times \\ & \times \tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2 \dot{\tilde{a}}_3 + \dots + \omega_{n-1} \times \tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2 \dots \tilde{Q}_{n-1} \dot{\tilde{a}}_n + \tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2 \dots \tilde{Q}_{n-1} \theta_n e \times \tilde{a}_n \end{aligned} \quad (2.6.3.7)$$

para simplificar, las diferentes velocidades angulares pueden definirse y calcularse recursivamente como:

$$\begin{aligned} \omega_1 &= \theta_1 e \\ \omega_2 &= (\omega_1 + \theta_2 \tilde{Q}_1 e) \\ \dots & \\ \omega_n &= \omega_{n-1} + \theta_n \tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2 \dots \tilde{Q}_{n-1} e \end{aligned} \quad (2.6.3.8)$$

Entonces la ec. (2.6.3.7), resulta:

$$\dot{\tilde{u}} = \omega_1 \times \tilde{a}_1 + \omega_2 \times \tilde{Q}_1 \dot{\tilde{a}}_2 + \omega_3 \times \tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2 \dot{\tilde{a}}_3 + \dots + \omega_n \times \tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2 \dots \tilde{Q}_{n-1} \dot{\tilde{a}}_n \quad (2.6.3.9)$$

Simplificando la expresión tenemos:

$$\dot{\tilde{u}} = \omega_1 \times \tilde{a}_1 + \omega_2 \times [\tilde{a}_2]_1 + \dots + \omega_n \times [\tilde{a}_n]_1 \quad (2.6.3.10)$$

Este resultado también puede obtenerse recursivamente.

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{u}}_1 &= \dot{\tilde{a}}_1 + \omega_1 \times \tilde{a}_1 \\ \dot{\tilde{u}}_2 &= \dot{\tilde{u}}_1 + \omega_2 \times [\tilde{a}_2]_1 \\ \dots & \\ \dot{\tilde{u}}_n &= \dot{\tilde{u}}_{n-1} + \omega_n \times [\tilde{a}_n]_1 \end{aligned} \quad (2.6.3.11)$$

La aceleración lineal se obtiene derivando la ec.(2.6.3.10) con respecto al tiempo.

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{a}}_1 &= \dot{\tilde{\omega}}_1 \times \tilde{a}_1 + \tilde{\omega}_1 \times \dot{\tilde{a}}_1 = \dot{\tilde{\omega}}_1 \times \tilde{a}_1 + \tilde{\omega}_1 \times (\tilde{\omega}_1 \times \tilde{a}_1) \\ \dot{\tilde{a}}_2 &= \dot{\tilde{a}}_1 + \dot{\tilde{\omega}}_2 \times [\tilde{a}_2]_1 + \tilde{\omega}_2 \times (\tilde{\omega}_2 \times [\tilde{a}_2]_1) \\ &\vdots \\ \dot{\tilde{a}}_n &= \dot{\tilde{a}}_{n-1} + \dot{\tilde{\omega}}_n \times [\tilde{a}_n]_1 + \tilde{\omega}_n \times (\tilde{\omega}_n \times [\tilde{a}_n]_1) \end{aligned} \quad (2.6.3.12)$$

La aceleración angular se obtiene al derivar la ec.(2.6.3.8) con respecto al tiempo quedando.

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\omega}}_1 &= \dot{\theta}_1 e_{11} \\ \dot{\tilde{\omega}}_2 &= \dot{\tilde{\omega}}_1 + \tilde{\omega}_1 \times \theta_2 e_{22} + \dot{\theta}_2 e_{22} \\ &\vdots \\ \dot{\tilde{\omega}}_n &= \dot{\tilde{\omega}}_{n-1} + \tilde{\omega}_{n-1} \times \theta_n e_{nn} + \dot{\theta}_n e_{nn} \end{aligned} \quad (2.6.3.13)$$

siendo en este caso $e_n = Q_1 Q_2 \dots Q_{n-1} e$

Con las ecuaciones anteriores se tienen las bases para el cálculo de la cinemática directa, al emplear en algunos casos recursividad, lo cual incrementa la eficiencia de cálculo, al ejecutarse operaciones mínimas y aprovechar calculos previamente realizados.

2.7- Cinemática inversa.

2.7.1- Introducción.

El problema cinemático inverso, para sistemas articulados, consiste en determinar los valores de las variables que definen a cada par inferior que integra al sistema articulado y sus variaciones con el tiempo, conocida la historia de posición, velocidad y aceleración de uno de sus eslabones.

Dependiendo de la tarea a realizar, las estructuras requeridas de los manipuladores son diferentes, es decir, cuando solo se requiere que la herramienta se posicione en un punto en el

espacio de la trayectoria y no es importante su orientación, una estructura con tres grados de libertad es suficiente, si la herramienta tiene que mover un plano, es decir se desea colocar un vidrio redondo en alguna pieza para ensamble, una estructura con cuatro grados de libertad es suficiente, si se trata de posicionar una línea, cinco grados de libertad son suficientes, y para colocar y orientar un cuerpo rígido en el espacio una estructura con seis grados de libertad es necesaria.

Aquí será tratada una estructura con cinco grados de libertad y su cinemática inversa, ya que en algunas aplicaciones industriales, tales como la soldadura con arco eléctrico y el pintado en spray, se requiere el movimiento de piezas con ejes de simetría a través de un conjunto de configuraciones preescritas.

El algoritmo está basado en un sistema algebraico sobredeterminado no lineal de seis ecuaciones con cinco incógnitas, el cual resulta de la ubicación de dos puntos de un cuerpo rígido, siendo aplicable también cuando sólo interesa la ubicación de un solo punto. Una línea queda completamente definida al fijar dos puntos de ella. Para el cálculo de las dos primeras derivadas de las variables de las uniones que integran el sistema articulado se requiere la velocidad y la aceleración de cualquier par de puntos del eje de simetría. Como se trata de ubicar un cuerpo rígido, es necesario satisfacer la condición de compatibilidad, la cual establece que la distancia entre dos puntos de cualquier línea es constante a través del movimiento. Para ubicar un punto en el espacio se requiere una estructura flexible con tres articulaciones, por lo que se aprovecha la estructura definida al modelar el caso de cinco articulaciones para un punto. Las variables en cada articulación son obtenidas mediante el método de Newton - Gauss. El objetivo es formar un algoritmo capaz de operar en tiempo real y con él resolver el problema de control asociado con la conducta de la mano.

La solución del problema cinemático inverso se obtiene empleando un proceso iterativo, que requiere en cada iteración la solución de un sistema sobredeterminado por mínimos cuadrados. Obteniéndose un algoritmo robusto que elimina errores

de redondeo.

2.7.2- Análisis de desplazamiento.

Aplicando el método y la notación de Denavit y Hartenberg (1964), descrita en la sección (2.6.1). El problema se limita a la posición y orientación de una línea. El problema es resuelto determinando las cinco variables (Tsai y Morgan 1984) que están asociadas con la articulación del manipulador. Sea la línea \underline{SS}, S el eje de simetría de la mano o herramienta, posicionada y orientada en el espacio, si se conoce la distancia h entre estos puntos el problema está completamente definido. Si se especifican los vectores de posición como \underline{ss} y \underline{s} respectivamente se debe satisfacer la condición.

$$(\underline{ss} - \underline{s})^T (\underline{ss} - \underline{s}) = h^2 \quad (2.7.2.1)$$

Sean \underline{ss} y \underline{s} los vectores a través de los eslabones, los cuales depende de θ , este último es el vector de incógnitas que contiene los pares de rotación (o un prismático) es decir $\theta^T = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_5]$ si todos los pares son de rotación, en caso contrario $\theta_i = b_i$ en la i -ésima articulación.

Los vectores \underline{ss} y \underline{s} se calculan aplicando un esquema recursivo similar al de Horner, para calcular el polinomio (Angeles 1985) teniéndose.

$$\begin{aligned} \underline{ss}_4 &= \underline{a}_4 \\ \underline{ss}_k &= \underline{a}_k + Q_k \underline{a}_{k+1} \quad k= 3,2,1 \end{aligned} \quad (2.7.2.2)$$

$$\begin{aligned} \underline{s}_5 &= \underline{a}_5 \\ \underline{s}_j &= \underline{a}_j + Q_j \underline{a}_{j+1} \quad j= 4,3,2,1 \end{aligned} \quad (2.7.2.3)$$

Las ecuaciones de cerradura en desplazamiento son:

$$f_1(\theta) = \underline{ss}_1 - \underline{ss} = 0 \quad (2.7.2.4a)$$

$$f_2(\theta) = \underline{s}_1 - \underline{s} = 0 \quad (2.7.2.4b)$$

La cuales forman un sistema no lineal con seis ecuaciones y

cinco incógnitas, definido como.

$$f(\theta) = \begin{bmatrix} f_1(\theta) \\ f_2(\theta) \end{bmatrix} = 0 \quad (2.7.2.5)$$

Los datos \underline{ss} y \underline{s} son consistentes (verifican la ec. (2.7.2.1)), el sistema sobredeterminado dado en la ec. (2.7.2.5) es únicamente formal y una aproximación de mínimos cuadrados da la solución.

El método de Newton - Gauss consiste en proponer una configuración inicial θ_0 cercana a la solución y se realiza una secuencia monótona hacia la solución, el esquema iterativo es.

$$\theta^{k+1} = \theta^k + \Delta\theta^k \quad (2.7.2.6)$$

donde $\Delta\theta^k$ se calcula de la serie de Taylor truncada de $f(\theta)$ alrededor de $\theta = \theta^k$, reteniendo únicamente los términos de primer orden, los que exigen que los incrementos $\Delta\theta$ sean pequeños y permite escribir.

$$J(\theta^k) \Delta\theta^k = -f(\theta^k) \quad (2.7.2.7)$$

donde $J(\theta)$ es la matriz jacobiana que se evalúa en θ y se calcula a partir de:

$$J(\theta) = \begin{bmatrix} \partial f_1(\theta) / \partial \theta \\ \partial f_2(\theta) / \partial \theta \end{bmatrix}$$

Cuando θ_1 está asociado a un par de rotación

$$\begin{aligned} \partial f_1(\theta) / \partial \theta_1 &= \partial ss_1 / \partial \theta_1 = Q_1 \dots Q_{1-1} (\underline{e} \times ss_1) \\ \partial f_2(\theta) / \partial \theta_1 &= \partial s_1 / \partial \theta_1 = Q_1 \dots Q_{1-1} (\underline{e} \times s_1) \end{aligned}$$

y si está asociado a un par prismático.

$$\begin{aligned} \partial f_1(\theta) / \partial \theta_1 &= \partial ss_1 / \partial \theta_1 = Q_1 \dots Q_{1-1} \underline{e} \\ \partial f_2(\theta) / \partial \theta_1 &= \partial s_1 / \partial \theta_1 = Q_1 \dots Q_{1-1} \underline{e} \end{aligned}$$

donde \underline{e} es el vector unitario asociado al par i , paralelo al eje Z_i .

La ec.(2.7.2.7) representa un sistema algebraico de seis ecuaciones en cinco incógnitas y contiene 5 ecuaciones linealmente independientes, en este caso $f(\theta^k)$ se encuentra en el rango de $J(\theta^k)$, si y solo si, los puntos SS y S no violan la condición de rigidez. Bajo estas condiciones $J(\theta)$ no puede invertirse para obtener una solución, por lo tanto, la solución se obtiene por mínimos cuadrados, siendo las reflexiones de Householder(Golub 1983) la forma más eficiente de lograrlo, estas reflexiones producen implícitamente la inversa generalizada de $J(\theta)$, esto es.

$$\Delta\theta^k = J^I(\theta^k) f(\theta^k) \quad (2.7.2.8)$$

con $J^I(\theta^k)$ definido como

$$J^I(\theta^k) = [J^T(\theta^k) J(\theta^k)]^{-1} J^T(\theta^k)$$

la cual se conoce como la inversa generalizada de " Moore - Penrose ".

El método empleado para obtener $\Delta\theta^k$ se realiza en dos etapas, en la primera se descompone la matriz $J(\theta)$ numericamente dada en la ec.(2.7.2.7) en triangular superior mediante reflexiones de Householder (Moler 1973) y en la segunda etapa la sustitución regresiva para obtener los valores de $\Delta\theta^k$. El criterio de convergencia es.

$$\| \Delta\theta^k \| < \epsilon \quad (2.7.2.9)$$

donde ϵ es la tolerancia preescrita.

En forma semejante a la descrita se procede cuando se tienen tres articulaciones, las ecuaciones de cerradura en este caso se expresan como.

$$f(\theta) = \underline{a}_1 + Q_1 \underline{a}_2 + Q_1 Q_2 \underline{a}_3 - r = 0 \quad (2.7.2.10)$$

que forma un sistema no lineal con tres componentes en

tres incógnitas, que también es resuelto aplicando aproximaciones lineales mediante el método de Newton - Gauss, solo que $J^I(\theta)$ se transforma en $J^{-1}(\theta)$. La solución por mínimos cuadrados es correcta ya que las reflexiones de Householder no alteran la condición de la matriz $J(\theta)$, por lo cual no alteran los resultados.

2.7.3- Análisis de velocidad.

Las velocidades de los pares cinemáticos se calculan a partir de la ec. (2.7.2.4) la cual se deriva con respecto al tiempo, en este caso son conocidas las velocidades $\underline{\underline{ss}}$ y $\underline{\underline{s}}$, es decir.

$$\underline{\underline{ss}} = \left(\frac{\partial \underline{\underline{ss}}_1}{\partial \theta} \right) \dot{\theta} \quad (2.7.3.1a)$$

$$\underline{\underline{s}} = \left(\frac{\partial \underline{\underline{s}}_1}{\partial \theta} \right) \dot{\theta} \quad (2.7.3.1b)$$

que conduce al sistema

$$J(\theta)\dot{\theta} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \underline{\underline{ss}}_1}{\partial \theta} \\ \frac{\partial \underline{\underline{s}}_1}{\partial \theta} \end{bmatrix} \dot{\theta} = \begin{bmatrix} \underline{\underline{ss}} \\ \underline{\underline{s}} \end{bmatrix} \quad (2.7.3.2)$$

cuya solución se obtiene por reflexiones de Householder, ya que la triangulación de $J(\theta)$ se calculó al obtener la convergencia en la ec. (2.7.2.8), solo que requiere la sustitución regresiva.

2.7.4- Análisis de aceleración.

El cálculo de $\ddot{\theta}$ se obtiene derivando la ec. (2.7.2.10) con respecto al tiempo y con los valores $\underline{\underline{ss}}$ y $\underline{\underline{s}}$ congruentes con la aceleración del cuerpo rígido conduce a.

$$\ddot{\underline{\underline{ss}}} = \left[\frac{\partial \underline{\underline{ss}}_1}{\partial \theta} \right] \ddot{\theta} + \left[\left(\frac{\partial^2 \underline{\underline{ss}}_1}{\partial \theta^2} \right) \dot{\theta} \right] \dot{\theta} \quad (2.7.4.1a)$$

$$\ddot{\underline{\underline{s}}} = \left[\frac{\partial \underline{\underline{s}}_1}{\partial \theta} \right] \ddot{\theta} + \left[\left(\frac{\partial^2 \underline{\underline{s}}_1}{\partial \theta^2} \right) \dot{\theta} \right] \dot{\theta} \quad (2.7.4.1b)$$

donde, para pares de rotación, la derivada segunda de $\underline{\underline{ss}}_1$ es

$$\frac{\partial^2 \underline{s}_1}{\partial \theta_j \partial \theta_i} = Q_1 \dots Q_{i-1} \underline{e} \times \left(\frac{\partial \underline{s}_1}{\partial \theta_j} \right) \quad \begin{matrix} i=1,2,3,\dots \\ j=1,i+1,\dots \end{matrix}$$

y para pares prismáticos, la derivada existe si $i < j$, si no es así, la derivada es nula, o sea

$$\frac{\partial^2 \underline{s}_1}{\partial \theta_j \partial \theta_i} = Q_1 \dots Q_{i-1} \underline{e} \times \left(\frac{\partial \underline{s}_1}{\partial \theta_j} \right) \quad i < j$$

Reordenando la ec. (2.7.3.2), conduce a

$$J(\theta) \theta = \begin{bmatrix} \dot{\underline{s}} - \left[\left(\frac{\partial^2 \underline{s}_1}{\partial \theta} \right) \theta \right] \theta \\ \dot{\underline{s}} - \left[\left(\frac{\partial^2 \underline{s}_1}{\partial \theta} \right) \theta \right] \theta \end{bmatrix} = \underline{g} \quad (2.7.4.2)$$

En ésta última ecuación, para obtener los valores del vector θ sólo se requiere la sustitución hacia atrás, ya que $J(\theta)$ se triangulizó al obtenerse la solución del vector θ .

2.8 - Planificación de trayectoria.

Los esquemas de planificación de trayectorias, generalmente interpolan o aproximan el camino deseado, generan una secuencia de puntos de consigna para su control a lo largo del tiempo, con el fin de controlar el manipulador desde su posición inicial hasta su destino. Los puntos extremos del camino pueden ser especificados en coordenadas de la articulación o en coordenadas cartesianas. Se suele especificar en coordenadas cartesianas, porque es más fácil visualizar las configuraciones correctas de la mano o herramienta en dichas coordenadas que en coordenadas de articulación.

Con bastante frecuencia, existe una serie de trayectorias posibles entre los dos puntos extremos dados. Por ejemplo, se puede necesitar mover la mano o herramienta a lo largo de una línea recta (trayectoria en línea recta): o mover la herramienta a lo largo de una trayectoria polinomial uniforme que satisface la unión de posición y orientación en ambos puntos

extremos (trayectoria de la articulación interpolada).

Para la planificación de las variables de articulación se planifica la historia temporal de todas las variables de articulación y de sus dos primeras derivadas respecto al tiempo para describir el movimiento deseado del manipulador. Para la planificación en el espacio cartesiano se define la historia temporal de la posición de la mano del manipulador, su velocidad y se definen las correspondientes posiciones, velocidades y aceleraciones de la articulación a partir de la información de la mano (cinemática inversa). En la actualidad ha crecido el interés por la aplicación de síntesis de curvas. Este método permite al diseñador modificar las propiedades geométricas de la curva en los puntos de interés, mediante adecuadas modificaciones en algunos parámetros de la curva interpolada, permaneciendo los puntos de apoyo sin cambio. La síntesis de funciones y de curvas planas puede realizarse por medio de funciones SPLINE que satisfacen propiedades geométricas locales (pendientes, curvas etc.) prescritas. Al introducir funciones SPLINE con puntos de apoyo indeterminados, las coordenadas de éstas son tratadas como un conjunto finito de incógnitas, y determinadas mediante la solución de un sistema algebraico (lineal o no lineal) de ecuaciones.

El empleo de curvas SPLINE garantiza, la obtención de una curva continua para el manipulador, al pasar por la trayectoria que une los puntos, y no este sujeto a cambios que provoquen discontinuidad en la aceleración, lo que a su vez puede provocar discontinuidad en los esfuerzos a que esta sometida la estructura.

Para situar el problema en el contexto del análisis numérico es necesario ubicar el empleo de curvas SPLINE dentro de la solución de ecuaciones. Para esto, considerense las transformaciones siguientes.

$$T(x) = y$$

donde $x \in X$, $y \in Y$, siendo X y Y espacios lineales, no necesariamente de la misma dimensión, en tanto que T es una

transformación de X a Y.

De la relación anterior se pueden reconocer tres tipos de problemas, a saber:

1. Problema directo: datos T y x, calcular y
2. Problema inverso: datos T y y, calcular x
3. Problema de identificación: datos x y y, determinar T.

En el lenguaje de ingeniería x, y y T representan la excitación, la respuesta y el sistema, respectivamente.

Así, en el problema directo se trata de determinar la respuesta generada por un sistema con excitación conocida. El problema inverso es buscar una excitación que genere una respuesta conocida. En el problema de identificación se tienen que determinar las leyes que rigen el sistema a partir de una relación conocida entre la excitación y la respuesta.

El problema directo es relativamente fácil de tratar, mientras que el problema inverso, por sus aplicaciones importantes, ocupa un plano central en el análisis numérico.

El caso de identificación es el más difícil, ya que mediante un número finito de observaciones, se tienen que encontrar las leyes que gobiernan un sistema. Esto es generalmente imposible de realizar, a menos que se tenga información específica sobre la estructura del sistema.

El problema de la aproximación de funciones es un caso especial del de identificación y consiste en determinar una función que pase por un conjunto de puntos (x_i, y_i) , $i = 0, 1, \dots, n$, donde n es el número de puntos de muestra.

Uno de los métodos más conocidos de aproximación es la interpolación polinómica, la cual consiste en determinar un polinomio $P_n(t)$ (polinomio de grado n) que tome valores prescritos y_i en ciertos puntos x_i , $i = 0, 1, \dots, n$.

Una de las formas más eficientes de obtener continuidad tanto en la primera como en la segunda derivada simultáneamente, es por medio del empleo de funciones SPLINE.

Una función SPLINE es un polinomio cúbico definido por tramos de la forma.

$$f_k(x) = A_k (X - X_k)^3 + B_k (X - X_k)^2 + C_k (X - X_k) + D_k$$

para $k= 1,2,\dots,n-1$

$$X_{k-1} < X_k < X_{k+1}$$

donde n es el número de puntos de apoyo, en tanto que A_k , B_k , C_k y D_k son coeficientes de la SPLINE.

Para determinar los coeficientes se evalúan f_k , f'_k , f''_k para X_k y X_{k+1} obteniéndose los siguientes valores.

$$A_k = \frac{1}{6\Delta X_k} (Y''_{k+1} - Y''_k) = \frac{\Delta Y''_k}{6\Delta X_k}$$

$$B_k = \frac{1}{2} Y''_k$$

$$C_k = \frac{\Delta Y_1}{\Delta X_k} - \frac{1}{6} \Delta X_k (Y''_{k+1} + 2Y''_k)$$

$$D_k = Y_k$$

Para la evaluación de los coeficientes, es necesario imponer condiciones de frontera, así como las condiciones del tiempo de recorrido.

2.9 - Análisis dinámico del manipulador.

El control del manipulador exige un conocimiento preciso de las variables que actúan en cada articulación. El control de una articulación depende del conocimiento de las fuerzas que están actuando sobre ella y de las inercias que se reflejan en ella decada uno de los eslabones (las masas de las articulaciones y los enlaces del manipulador). La dinámica del robot trata con la formulación matemática que da lugar a las ecuaciones de

movimiento que rigen el brazo. Las ecuaciones de movimiento del manipulador son un conjunto de ecuaciones que describen la fuerzas dinámicas en cada articulación, tales ecuaciones son útiles para la simulación en computadora de las fuerzas y pares en el robot, para el diseño de un control apropiado y para la evaluación del diseño y estructura del brazo.

El modelo dinámico de un robot se puede obtener a partir de las leyes físicas, conocidas tales como las leyes de la mecánica Newtoniana y Lagrangiana. Esto conduce a las ecuaciones de movimiento dinámico para las diversas articulaciones del manipulador en términos de los parámetros geométricos e inerciales de los elementos. Mediante estas formulaciones se obtienen diferentes formas de describir la dinámica del brazo del robot, estas ecuaciones de movimiento son equivalentes unas a otras en el sentido de que describen la conducta dinámica del mismo manipulador. Sin embargo sus estructuras pueden diferir porque se obtienen mediante diferentes razonamientos y objetivos. Algunas ecuaciones son para lograr tiempos de cálculo mínimo en la evaluación de los momentos que actúan en las articulaciones nominales, para controlar el manipulador, otras se obtienen para facilitar el análisis y la síntesis del control, así como para obtener la simulación en computadora del movimiento del manipulador.

2.9.1 - Ecuaciones de Newton - Euler.

Las ecuaciones de Newton - Euler incluyen las fuerzas de restricción internas del manipulador, que no se requieren en el problema dinámico inverso, el cual consiste en evaluar las fuerzas y momentos necesarios en cada articulación necesarias. Como una alternativa para obtener ecuaciones de movimiento más eficientes, algunos investigadores recurrieron a la segunda ley de Newton y a las ecuaciones de Euler, desarrollaron diversas formas de ecuaciones de movimiento en base a las de Newton - Euler para una cadena cinemática abierta. Estas formulaciones

cuando se aplican a un robot resultan en un conjunto de ecuaciones cinemáticas recursivas hacia adelante (es decir a partir de la base) hacia atrás (a partir de la mano) con terminos vectoriales. El aspecto más significativo de esta formulación es que el tiempo de cálculo de los pares aplicados se pueden reducir suficientemente para permitir un control en tiempo real.

La obtención se basa en el principio de D'Alambert, aplicado a cada elemento del manipulador, se tomará como;

- m_1 = masa total del elemento 1, es un escalar.
- \hat{r}_1 = posición del centro de masa del elemento 1 desde el origen del sistema de referencia de la base.
- \hat{v}_1 = $d \hat{r}_1 / dt$, velocidad del centro de masa del elemento 1, referido al sistema coordinado de la base.
- f_1 = vector de fuerza externa ejercido en el elemento 1.
- n_1 = vector de momentos externos ejercidos en el elemento 1.
- J_1 = matriz de inercia del elemento 1 sobre el centro de masa referido a la base

Cuando los efectos de rozamiento viscoso son omitidos.

$$f_1^* = \frac{d}{dt} (m_1 \hat{v}_1) = m_1 \hat{\dot{v}}_1 \quad (2.9.1.1)$$

$$n_1^* = \frac{d}{dt} (J_1 \omega_1) = J_1 \dot{\omega}_1 + \omega_1 \times (J_1 \omega_1) \quad (2.9.1.2)$$

donde ω_1 y $\dot{\omega}_1$ son obtenidas de las ecs. (2.6.3.11 y 2.6.3.13), respectivamente.

Por conveniencia se omitieron los efectos de rozamiento viscoso esto serán conciderados posteriormente y sumados a las ecuaciones de fuerza generalizada (fuerza/torque τ_1).

Refiriendose a la figura (2.9.1), donde O' está situado en el centro de masa, en ella se muestran los vectores, u_{1-1} , u_1 , a_1 , \hat{r}_1 , y $\hat{\rho}_1$.

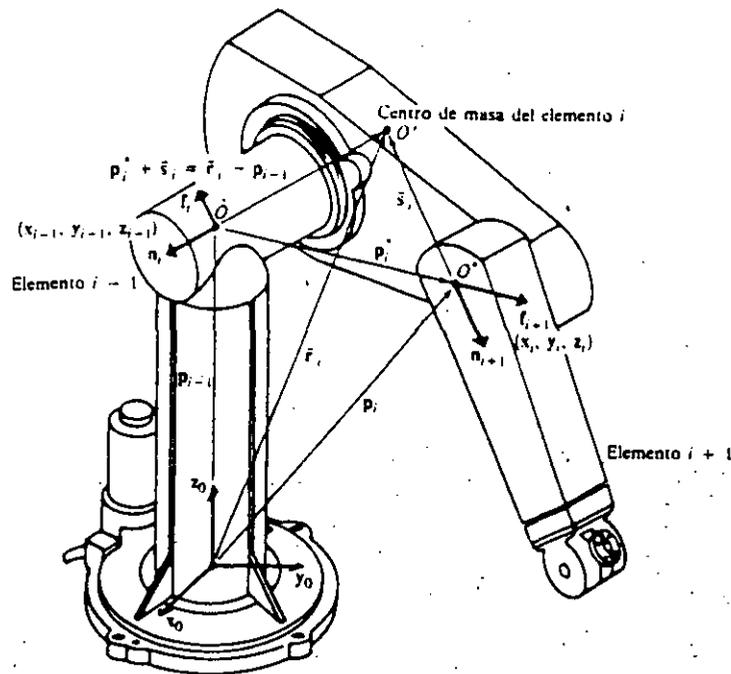


Figura (2.9.1)- Fuerzas y momentos sobre el elemento i.

De la figura, se concluye que $d\hat{\rho}_1/dt = 0 = d^2\hat{\rho}_1/dt^2$,
consecuentemente.

$$\hat{v}_1 = \omega_1 \times \hat{\rho}_1 + \dot{u}_1 \quad (2.9.1.3)$$

$$\hat{a}_1 = \dot{\omega}_1 \times \hat{\rho}_1 + \omega_1 \times (\omega_1 \times \hat{\rho}_1) + \dot{u}_1 \quad (2.9.1.4)$$

donde \dot{u}_1 y \dot{u}'_1 están expresados en las ecs. (2.6.3.10 - 12)

Las fuerza f_1 y f_{1+1} en el eslabón y momentos n_1 son ejercidos por los eslabones i-1 e i+1 respectivamente. Con referencia a la figura (2.9.1), se toma :

f_1 = fuerza aplicada en el elemento i por el elemento i-1.

n_1 = momento aplicado en el elemento i por el elemento i-1.

de tal forma que.

$$f_1^* = f_1 - f_{1+1} \quad (2.9.1.5)$$

$$n_1^* = n_1 - n_{1+1} + (u_{1-1} - \hat{r}_1) \times f_1 - (u_1 - \hat{r}_1) \times f_{1+1}$$

$$= n_1 - n_{1+1} + (u_{1-1} - \hat{r}_1) \times F_1 - a_1 \times f_{1+1} \quad (2.9.1.6)$$

siendo $(\hat{r}_1 - u_{1-1}) = (a_1 + \rho_1)$, entonces de las ecs. (2.9.1.5 y 2.9.1.6) se obtiene una relación recursiva a partir de la mano o herramienta en la siguiente forma.

$$f_1 = f_{1+1} + f_1^* \quad (2.9.1.7)$$

$$n_1 = n_{1+1} + a_1 \times f_{1+1} + (u_1 + \hat{\rho}_1) \times f_1^* + n_1^* \quad (2.9.1.8)$$

donde f_{1+1} y n_{1+1} con $i =$ número de grados de libertad del manipulador, representa la fuerza y el par que ejerce la herramienta sobre la pieza o medio externo al manipulador, estas ecuaciones se emplean para obtener las fuerzas y momentos (f_1, n_1) en los elementos del manipulador, el momento requerido en cada par se obtiene proyectando n_1 sobre el eje que define al par esto es $\tau_1 = n_1^T A_1 e$. La recursividad necesaria hacia adelante, a partir de la base, propaga información cinemática tal como velocidad, aceleración angular y lineal. La recursividad hacia atrás propaga las fuerzas ejercidas sobre cada elemento desde la mano del manipulador hasta el sistema de referencia de la base, y los pares que se aplican en las articulaciones se calculan a partir de estas fuerzas.

Una desventaja obvia de las anteriores ecuaciones de movimiento es que todas las matrices inerciales J_1 y los parámetros físicos-geométricos se refieren al sistema de coordenadas de la base. Como resultado de ello, cambian cuando el brazo del robot se mueve. Luh realizó mejoras a las ecuaciones de movimiento de N-E al referir todas las velocidades, aceleraciones, matrices de inercia, localización del centro de masa de cada elemento y fuerza/momento a su propio sistema de coordenadas. Debido a la naturaleza sistemática, los pares de las articulaciones, se calculan en forma más simple. La consecuencia más importante de esta modificación es en el tiempo de cálculo de los pares aplicados, estas son linealmente proporcionales al número de articulaciones del brazo e independientes de la configuración del mismo.

Esto permite la realización de un algoritmo de control en tiempo real para un brazo en el espacio de las variables de articulación.

Sea Q_{i-1} una matriz de rotación 3×3 que trasforma cualquier vector con referencia al sistema coordenado (X_i, Y_i, Z_i) al sistema coordenado $(X_{i-1}, Y_{i-1}, Z_{i-1})$, se define el siguiente producto.

$$A_i = Q_1 Q_2 \dots Q_i \quad (2.9.1.9)$$

como cada sistema coordenado es ortonormal, entonces.

$$A_i = A_i^T \quad (2.9.1.10)$$

en lugar de calcular $\omega_i, \dot{\omega}_i, v_i, \dot{v}_i, f_i^*, n_i^*, f_i, \tau_i$ que se refieren al sistema de coordenadas de la base, calculamos.

$$A_{i+1}^T \omega_{i+1} = \begin{cases} Q_{i+1}^T (Q_i^T \omega_i + e \dot{q}_{i+1}), & \text{si el elemento } i+1 \text{ es rotacional.} \\ Q_{i+1}^T (Q_i^T \omega_i), & \text{si el elemento } i+1 \text{ es translacional.} \end{cases} \quad (2.9.1.11)$$

en donde q_i es la variable de articulación ($\theta_i, \theta_i, \theta_i$ o b_i, b_i, b_i)

$$A_{i+1}^T \dot{\omega}_{i+1} = \begin{cases} Q_{i+1}^T [Q_i^T \dot{\omega}_i + e \dot{q}_{i+1} + (Q_i^T \omega_i) \times (e \dot{q}_{i+1})] & \text{si el elemento } i+1 \text{ es rotacional.} \\ Q_{i+1}^T (A_i^T \dot{\omega}_i), & \text{si el elemento } i+1 \text{ es translacional.} \end{cases}$$

donde $e^T = (0, 0, 1)$

$$A_{1+1}^T v_{1+1} = \begin{cases} (A_{1+1}^T \omega_{1+1}) \times (A_{1+1}^T u_{1+1}) + Q_{1+1}^T (A_{1+1}^T v_1) \\ \text{si el elemento } i+1 \text{ es} \\ \text{rotacional.} \\ A_{1+1} (e \dot{q}_{1+1} + A_1^T v_1) + (A_{1+1}^T \omega_{1+1}) \times (A_{1+1}^T a_{1+1}) \\ \text{si el elemento } i+1 \text{ es} \\ \text{translacional.} \end{cases} \quad (2.9.1.12)$$

$$A_{1+1}^T \dot{v}_{1+1} = \begin{cases} (Q_{1+1}^T \dot{\omega}_{1+1}) \times (Q_{1+1}^T a_{1+1}) + (A_{1+1}^T \omega_{1+1}) \times \\ [(A_{1+1}^T \omega_{1+1}) \times (A_{1+1}^T a_{1+1})] + Q_{1+1}^T (A_1^T \dot{v}_1) \\ \text{si el elemento } i+1 \text{ es rotacional} \\ Q_1^T (e \ddot{q}_{1+1} + A_1^T \dot{v}_1) + (A_{1+1}^T \dot{\omega}_{1+1}) \times (A_{1+1}^T a_{1+1}) \\ + 2 (A_{1+1}^T \omega_{1+1}) \times (A_{1+1}^T e \dot{q}_{1+1}) + \\ + (A_{1+1}^T \omega_{1+1}) \times [(A_{1+1}^T \omega_{1+1}) \times (A_{1+1}^T a_{1+1})] \\ \text{si el elemento } i+1 \text{ es translacional.} \end{cases} \quad (2.9.1.13)$$

$$A_1^T f^* = m_1 A_1^T \dot{v}_1 \quad (2.9.1.14)$$

$$A_{1+1}^T n_{1+1}^* = (A_{1+1}^T J_{1+1} A_{1+1}) (A_{1+1}^T \dot{\omega}_{1+1}) + (A_{1+1}^T \omega_{1+1}) \times [(A_{1+1}^T J_{1+1} A_{1+1}) (A_{1+1}^T \omega_{1+1})] \quad (2.9.1.15)$$

donde $A_{1+1}^T J_{1+1} A_{1+1}$ es la matriz de inercia del elemento i sobre su centro de masa referido al sistema de coordenadas (X_1, Y_1, Z_1) .

$$A_{1+1}^T v_1 = (A_{1+1}^T \omega_1) \times (A_{1+1}^T \rho_1) + A_{1+1}^T v_1 \quad (2.9.1.16)$$

donde $A_{1+1}^T \rho_1$ es el centro de masa del elemento i referido a las coordenadas (X_1, Y_1, Z_1) .

$$A_{11}^T \dot{v}_1 = (A_{11}^T \dot{\omega}_1) \times (A_{11}^T \rho_1) + (A_{11}^T \omega_1) \times [(A_{11}^T \omega_1) \times (A_{11}^T \rho_1)] + A_{11}^T \dot{v}_1 \quad (2.9.1.17)$$

$$A_{11}^T f_1 = Q_1^T (A_{1+1}^T f_{1+1}) + A_{11}^T F_1 \quad (2.9.1.18)$$

$$A_{11}^T n_1 = Q_1^T [A_{1+1}^T n_{1+1} + (A_{1+1}^T a_1) \times (A_{1+1}^T f_{1+1})] + (A_{11}^T a_1 + A_{11}^T \rho_1) \times (A_{11}^T F_1) + A_{11}^T N_1 \quad (2.1.9.19)$$

$$\tau_1 = \begin{cases} (A_{11}^T n_1)^T (Q_1^T e) + b_1 \dot{q}_1, & \text{si el elemento } i \text{ es} \\ & \text{rotacional} \\ (A_{11}^T f_1)^T (Q_1^T e) + b_1 \dot{q}_1, & \text{si el elemento } i \\ & \text{es translacional.} \end{cases} \quad (2.1.9.20)$$

donde b_i es el coeficiente de rozamiento.

2.9.2 - Ecuaciones de Lagrange - Euler.

Las ecuaciones de movimiento para un manipulador se pueden expresar mediante la aplicación directa de las ecuaciones de Euler - Lagrange. Muchos investigadores utilizan la representación matricial de Denavit - Hartenberg para describir la relación entre los sistemas de coordenadas de elementos vecinos, así como obtener la información cinemática del elemento y emplear la dinámica Lagrangiana para deducir las ecuaciones del movimiento de un manipulador. La descripción mediante la energía cinética y potencial requerida en la formulación Lagrangiana resulta en una descripción algorítmica conveniente y compacta de las ecuaciones de movimiento del manipulador. El algoritmo se expresa mediante operaciones matriciales y facilita tanto el análisis como su realización en una computadora.

La derivación de las ecuaciones dinámicas de un manipulador con n grados de libertad se basa en los siguientes puntos:

- La ecuación de Euler - Lagrange expresada como.

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial T}{\partial \dot{q}_i} \right] - \frac{\partial T}{\partial q_i} = \tau_i - \frac{\partial V}{\partial q_i} \quad (2.9.2.1)$$

para $i = 1, 2, \dots, n$

donde T se expresa como

$$T = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n [\omega_i^T J_i \omega_i + m_i \dot{r}_i^T \dot{r}_i]$$

$$y \quad V = V_0 - g^T r_i$$

siendo

T = energía cinética total del brazo.

V = energía potencial total del brazo.

V₀ = constante que depende de la referencia elegida.

q_i = coordenadas generalizadas del brazo.

\dot{q}_i = primera derivada respecto al tiempo de las coordenadas generalizadas.

τ_i = fuerza (o par) generalizado aplicado al sistema en la articulación i para mover el elemento i.

Al desarrollar la ec.(2.9.2.1) se llega a la siguiente expresión (A. Rojas S., Modelado dinámico de cadenas cinemáticas; 1987)

$$\tau = \sum_i \left[\left[\frac{\partial r_i}{\partial q} \right]^T m_i \dot{r}_i + A^T (\omega_i \times J_i \omega_i + J_i \dot{\omega}_i) - m_i g^T \frac{\partial r_i}{\partial q} \right]$$

la cual es similar a la de Newton - Euler donde se proyectan los terminos $m_i \dot{r}_i$ y $\omega_i \times J_i \omega_i + J_i \dot{\omega}_i$ sobre las articulaciones correspondientes, ya que en este caso

$$A = [e, Q_1 e, A_2 e, \dots, A_{i-1} e]^T$$

En la ecuación de Euler - Lagrange anterior se requiere escoger adecuadamente un conjunto de coordenadas generalizadas para describir el sistema. Las coordenadas generalizadas se

utilizan como un conjunto de coordenadas que describen adecuadamente las articulaciones, de un sistema articulado con respecto a un sistema de coordenadas de referencia.

Dentro de los objetivos de éste trabajo no se incluye la descripción detallada de la formulación Euler - Lagrange, por lo cual se sugiere al lector referirse a los textos [1 y 10].

2.10 Tipos de actuadores.

Los actuadores son los dispositivos que proporsionan la fuerza motriz real para las articulaciones del robot. Los actuadores suelen obtener su energía a partir de una de estas tres fuentes, aire comprimido, fluido por presión o electricidad.

Los robot industriales que se encuentran en el mercado, están accionados por alguno de los siguientes tres tipos de sistema de actuadores:

1. Actuador hidráulico.
2. Actuador eléctrico.
3. Actuador neumático.

Los actuadores hidráulicos y eléctricos son los utilizados principalmente en los robots manipuladores existentes.

El actuador hidráulico suele estar asociado con los robots manipuladores de potencia. La ventaja del sistema de impulsión hidráulica es proporcionar mayor resistencia mecánica y potencia al mover grandes pesos. Los inconvenientes del sistema radican en la necesidad de espacio y en que es propenso a las fugas de aceite.

Los sistemas de impulsión hidráulicos estan diseñados para actuar sobre articulaciones rotacionales o prismáticas. Pueden emplearse actuadores de paletas giratorias para proporcionar un movimiento de rotación o bien pueden utilizarse pistones hidráulicos para realizar un movimiento lineal.

Los sistemas de actuadores eléctricos suelen proporcionar velocidad pero no la potencia como los sistemas hidráulicos, la exactitud y la repetibilidad en los robots con actuadores eléctricos suelen ser mejor, son más funcionales en proporción al

peso. En consecuencia, los robots eléctricos tienden a ser más ligeros, con menos exigencia de espacio y sus aplicaciones tienden hacia un trabajo más preciso.

La economía es un factor para la decisión adecuada de su empleo, para la aplicación hidráulica en los robots de potencia y la eléctrica en los pequeños. Resulta que el costo de un motor eléctrico es proporcional a su tamaño, mientras que el costo de un sistema de actuadores hidráulicos depende en menor medida del mismo. En la figura (2.10.1) se muestra en forma conceptual un punto de equilibrio hipotético, por debajo del cual es conveniente utilizar la impulsión eléctrica y por encima es conveniente el uso de la impulsión hidráulica.

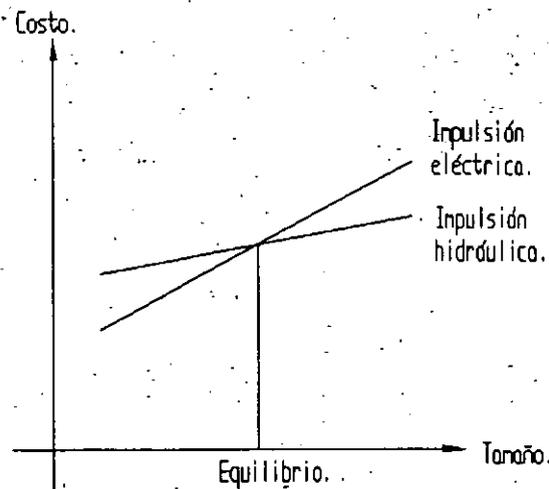


Figura (2.10.1)- Relación entre el costo y el tamaño para los impulsores eléctrico e hidráulico.

Los actuadores neumáticos suelen reservarse para los robots más pequeños, los cuales tienen menos grados de libertad (movimientos con dos a cuatro articulaciones.). Estos robots suelen estar limitados a simples operaciones de <<coger y situar>> con ciclos rápidos. La potencia neumática puede adaptarse fácilmente a la actuación de dispositivos de pistón, es decir un movimiento de traslación de la articulación. También puede emplearse para accionar actuadores giratorios en articulaciones rotacionales. Tienen la desventaja de tener poca precisión entre movimientos, debido al poco control que se puede

efectuar por las fugas de aire.

Actuadores neumáticos e hidráulicos.

Los actuadores neumáticos e hidráulicos obtienen la energía mediante el movimiento de fluidos. En el primer caso, el fluido es aire comprimido y en el segundo, el fluido suele ser aceite a presión. Por lo general, el funcionamiento de estos actuadores es similar, excepto en su capacidad para contener la presión del fluido. Los sistemas neumáticos suelen operar a unas 100 Psias y los sistemas hidráulicos de 1000 a 3000 Psias.

La figura (2.10.2) muestra un dibujo sencillo del dispositivo de potencia hidráulico. Este dispositivo se podría utilizar para accionar una articulación lineal. Recibe el nombre de cilindro de extremo único, si el émbolo del pistón sale del cilindro por un solo lado. Otro tipo de cilindro son los cilindros de doble extremo y los cilindros sin émbolo.

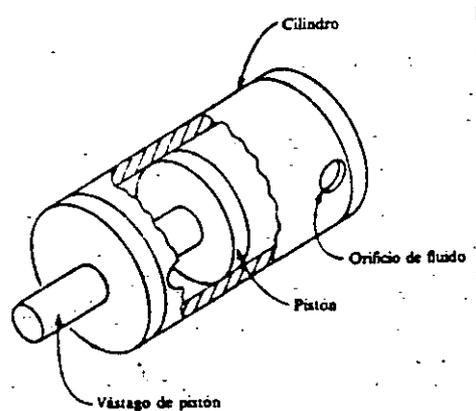


Figura (2.10.2)- Cilindro y pistón

Existen dos relaciones de particular interés cuando se trata de actuadores hidráulicos lineales, las cuales son:

$$v(t) = \frac{C(t)}{A} \quad (2.10.1.1)$$

$$F(t) = P(t) A \quad (2.10.1.2)$$

donde:

$v(t)$, es la velocidad del pistón

$C(t)$, es el caudal del fluido volumétrico

$F(t)$, es la fuerza

$P(t)$, es la presión del fluido

A , es el área del pistón

La figura (2.10.3), ilustra otro tipo de actuador hidráulico, el actuador de paletas giratorias

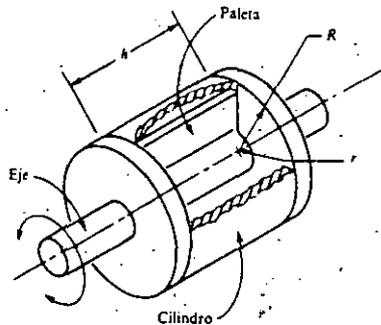


Figura (2.10.3)- Actuador de paletas.

En un actuador giratorio, es importante conocer la velocidad angular w , y el par T . Las relaciones que describen un actuador giratorio son:

$$w(t) = \frac{2 C(t)}{(R^2 - r^2)h} \quad (2.10.1.3)$$

$$T(t) = 1/2 P(t) h (R^2 - r^2) \quad (2.10.1.4)$$

donde:

R , es el radio de exterior de la paleta

r , es el radio de la base de las paletas

h , es el ancho de la paleta

w , es la velocidad angular en radianes por segundo

T , es el par del motor.

las otras variables son las mismas que el actuador lineal.

Actuadores eléctricos.

Los motores eléctricos son los actuadores de selección en el diseño de robots. Los motores eléctricos proporcionan una excelente controlabilidad requiriendo un mínimo de mantenimiento.

Existe una gran variedad de tipos de motores utilizados en robots. Los más comunes son los servomotores c.c, los motores de fase (motores de pasos), y los servomotores de c.a. En la figura (2.10.4), se ilustran varios servomotores de c.c.

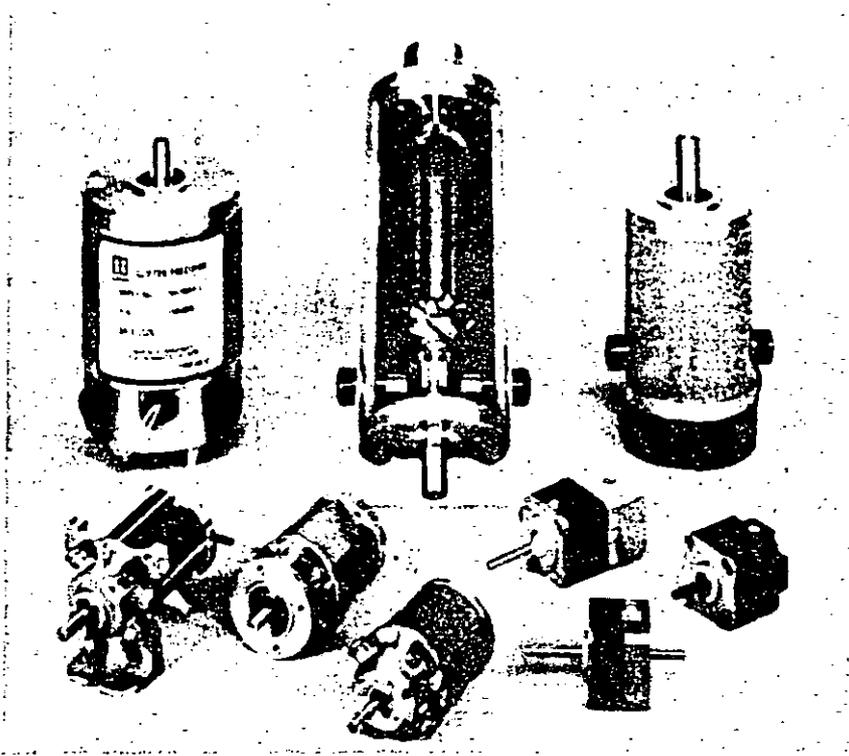


Figura (2.10.4)- Servomotores de corriente continua.

Los principales componentes del servomotor c.c son el rotor y el estator. Con frecuencia, el rotor incluye el inducido y el conjunto del conmutador, y el estator, comprende los conjuntos de las escobillas y los imanes permanentes. Cuando la corriente circula a través de los devanados del inducido, establece un campo magnético opuesto al campo producido por los imanes. Esto proporciona un par motor en el rotor. Cuando el rotor gira, las escobillas y los conjuntos de los conmutadores desvian la corriente al inducido, por lo que el campo permanece opuesto a

uno de los campos establecidos por los imanes.

En cada posición el par de torsión proporcionado por el rotor tiene un valor, el cual es constante en todo el ciclo de 360°. Puesto que la intensidad del campo del rotor es una función de la corriente que circula, el par motor, para un servomotor de c.c, se puede expresar como:

$$T_m(t) = K_m i_a(t) \quad (2.10.1.5)$$

donde:

T_m , es el par motor

i_a , es el flujo de corriente que pasa a lo largo del inducido

K_m , es una constante del par de torsión.

Otros efectos asociados a un servomotor c.c es la fuerza contraelectromotriz. El giro del inducido en la presencia de un campo magnético, proporciona una tensión a través de las terminales del inducido. Esta tensión es proporcional a la velocidad angular del motor

$$E_b(t) = K_b \omega(t) \quad (2.10.1.6)$$

donde E_b , es la fuerza contraelectromotriz (tensión),

K_b , es la constante de tensión

ω , es la velocidad angular.

El efecto de la fuerza contraelectromotriz actúa como amortiguamiento viscoso para el motor, del mismo modo que la variación de la velocidad es proporcional al amortiguamiento. Al existir un voltaje V_{in} a través de las terminales del motor y la resistencia R_a del inducido, entonces la corriente a lo largo del inducido es ($i = V_{in} / R_a$). Esta corriente proporciona un par motor en el rotor que hace que el motor gire. Cuando el inducido gira, la corriente es generada por una fuerza contraelectromotriz igual a $K_b \omega(t)$ o $E_b(t)$. Este voltaje debe restarse de V_{in} con el fin de calcular la corriente del inducido mediante.

$$i_a = \frac{V_{in}(t) - E_b(t)}{R_a} \quad (2.10.1.7)$$

A medida que se incrementa la velocidad del motor y aumenta

consecuentemente el voltaje contraelectromotriz, disminuye la corriente disponible para el inducido. La disminución de corriente reduce el par de torsión generado por el rotor. Cuando el par motor se reduce, la aceleración del rotor queda reducida también, por lo tanto, en el punto en que $E_b = V_{in}$, el rotor mantiene una velocidad de régimen permanente.

Motores paso a paso.

Los motores paso a paso son un tipo de actuadores únicos en su género y se utilizan sobre todo en los periféricos de computadoras y en robótica, los motores paso a paso se utilizan para aplicaciones de servicio realmente ligeros.

Un motor paso a paso proporciona una salida de impulsos eléctricos discretos en la forma de incremento discreto de movimiento, para cada impulso eléctrico hay una rotación o desplazamiento de paso único del eje del motor.

La figura (2.10.5), es una representación esquemática simple de un tipo de motor paso a paso.

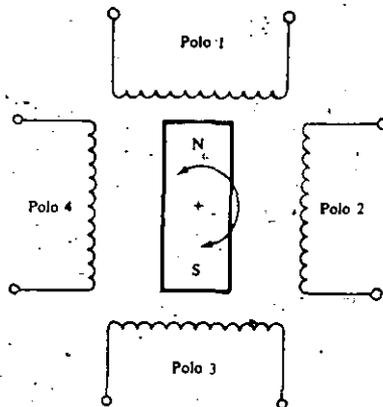


Figura (2.10.5)- Representación esquemática de un motor de pasos.

El estator está constituido por cuatro polos electromagnéticos y el rotor es un imán permanente de dos polos. Si los polos electromagnéticos del estator se activan de tal manera que el polo 3 sea N y el polo 1 sea S, el rotor estará alineado tal como se ilustra en la figura. Si el estator se excita de modo

que el polo 4 sea N y el polo 2 sea S, el rotor realiza un giro de 90° en el sentido de las agujas del reloj, siempre y cuando se desmagnetizen los polos 1 y 3.

La resolución (número de pasos por revolución) de un motor de pasos viene determinada por el número de polos en el estator y el rotor, la relación entre la resolución de un motor paso a paso y los ángulos de paso, está dada por:

$$n = \frac{A}{360^\circ} \quad (2.10.1.8)$$

En donde n es la resolución y A es el ángulo de paso. El par es también función del ángulo entre los polos del estator y del motor. El par motor se incrementa cuando los polos están alineados. El par máximo se conoce como el par de retención del motor. Es posible aumentar la resolución de un motor paso a paso utilizando una técnica conocida como semiescalamiento o microescalamiento. Aplicando corriente a más de un juego de devanados inductores, es posible hacer que el rotor busque una posición media. Cuando se utilice esta técnica, se reduce el par de retención.

Servomotores de c.a.

Hay otros aspectos de los motores eléctricos que pueden investigarse. Recientes avances en los sistemas electrónicos de control están produciendo servomotores c.a. Estos motores tienen la ventaja de ser más económicos de fabricación que los motores de c.c. además no tiene escobillas y poseen una alta potencia de salida. Sus prestaciones pueden hacerse muy similares a las de un motor de c.c.

2.11 Sistemas de transmisión de potencia.

En muchos casos no es posible encontrar un actuador con las características exactas de velocidad para realizar las tareas deseadas. En otros casos se necesita situar el actuador alejado

de la articulación prevista del manipulador, ya sea para disminuir peso y situarlo en la base, por tal motivo, se hace necesario utilizar algún tipo de transmisión de potencia. Las transmisiones de potencia realizan dos funciones; transmitir potencia a una distancia y actuar como un transformador.

Hay varias formas de efectuar la transmisión de potencia mecánica, estas formas incluyen las poleas y bandas, las cadenas, los engranes, los ejes y los tornillos de potencia.

El empleo de engranes para la transmisión de potencia en robots es muy frecuente. Los engranes se utilizan para transmitir giros desde un eje a otro, esta transferencia puede realizarse entre ejes paralelos, ejes que se intersectan o en ejes que se cruzan. Los engranes más sencillos son para la transmisión entre ejes paralelos los cuales se conocen como engranes rectos.

Un tren de engranes se compone con dos o más engranes simples. El engrane impulsor, en este caso es el más pequeño, se conoce como el piñón y el engrane final es el engrane conducido. Este tren de engranes se conoce como un reductor de velocidad.

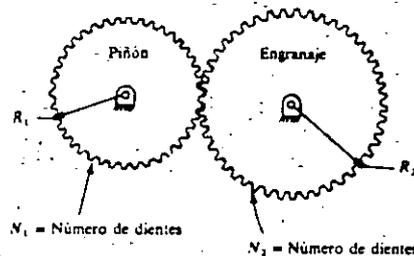
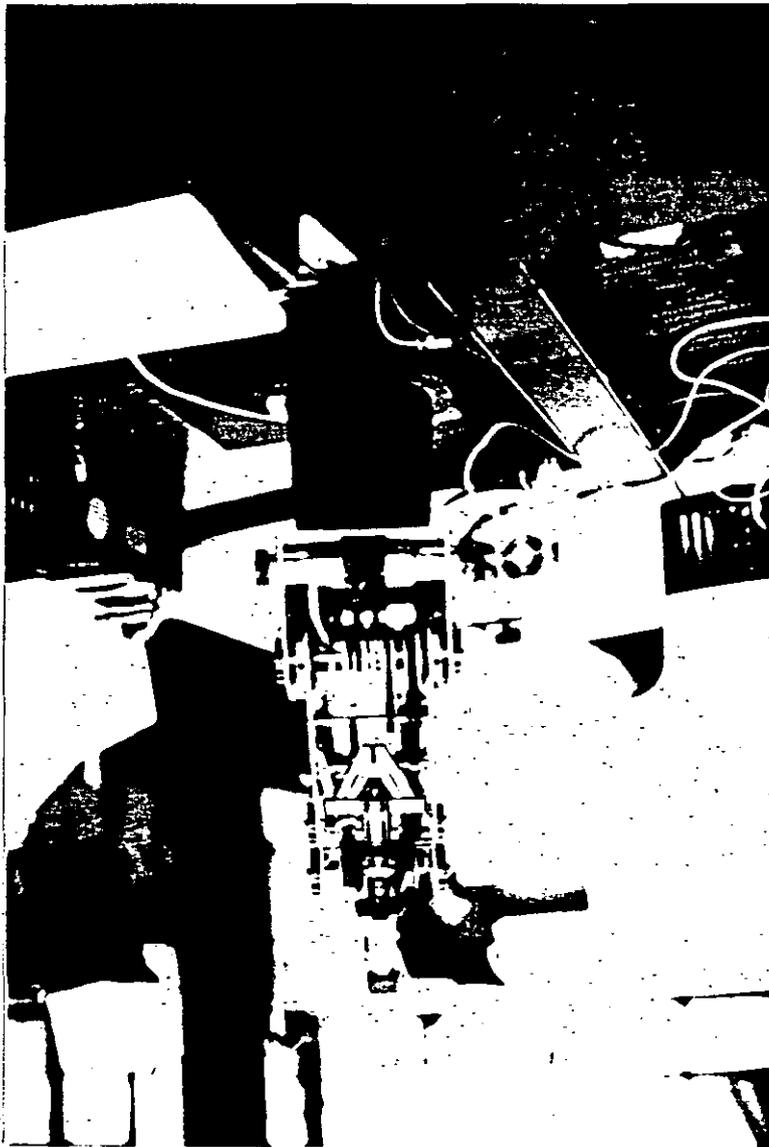


Figura (2.11.1)- Tren de engranes rectos

El número de dientes de un engrane es proporcional a su diámetro. Siendo n_p el número de dientes en el piñón y n_a los dientes en el engrane, la relación de engranes viene dada por:



$$n = \frac{n_p}{n_d} \quad (2.11.1.1)$$

y la velocidad de salida con respecto a la entrada es:

$$w_s = n w_e \quad (2.11.1.2)$$

en donde w_s es la velocidad de salida y w_e es la velocidad de entrada. El par del motor en la salida es:

$$T_s = \frac{T_e}{n} \quad (2.11.1.3)$$

Una gran aplicación ha tenido el tornillo embalado en robótica, máquinas, herramientas de control numérico, instrumentos de medición etc. El tornillo embalado se clasifica dentro de los tornillos de potencia, es un artificio empleado en máquinas para cambiar el movimiento angular en lineal.

El medio de enlazar el tornillo y la tuerca esta compuesto de varios circuitos cerrados, formado por balines, ver figura (2.11.2)

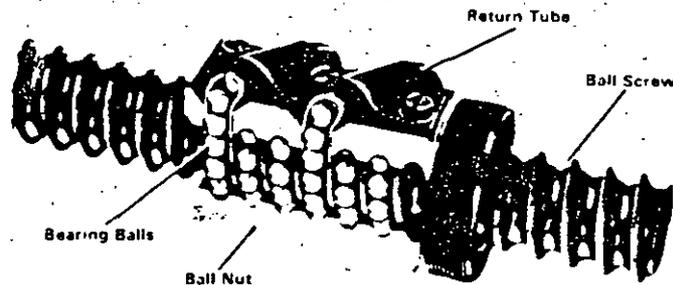


Figura (2.11.2)- Tornillo embalado.

Cuando se gira la tuerca respecto al tornillos, estos balines

ruedan alrededor de los circuitos helicoidales. Se emplean caminos guías para desviarlos del canal del tornillo, recirculando diagonalmente por el exterior de la tuerca y volviendo a introducirse en el circuito helicoidal.

Los tamaños tipificados de los tornillos embalados, van desde un tornillo que tiene un diámetro de circuito de los balines de $3/8$ in (0.953 cm), un paso de un $1/8$ in (0.318 cm), y balines de $1/6$ in (0.159 cm) de diámetro, a tornillos que tienen un diámetro del circuito de balines de 3 in (7.62 cm), un paso de 0.660 in (1.676 cm) y balines de $1/2$ in (1.27 cm) de diámetro, con tres circuitos de recirculación.

La tuerca también se puede conseguir de cualquier tamaño y forma para adaptarlo a la mayoría de las aplicaciones.

Otros sistemas de transmisión de potencia incluyen sistemas de poleas, transmisión por cadena y transmisiones armónicas.

Los sistemas de poleas se pueden utilizar para transmitir potencia desde actuadores situados en la base del robot ya sea por medio de bandas. Las articulaciones rotacionales pueden conectarse poleas, que son impulsadas por un cable unido a un actuador giratorio. Análogamente puede utilizarse cable para activar articulaciones lineales.

Las transmisiones de cadena operan con una relación constante. Debido a la interacción positiva entre la cadena y las ruedas dentadas, no se produce deslizamiento alguno pero requieren tensadores. El paso de una cadena es la distancia entre el centro de dos rodillos consecutivos. La rueda dentada impulsora y la rueda dentada conducida tienen cada una varios dientes diseñados para la adaptación del tamaño y del paso de la cadena. La relación de velocidad de rotación y de potencia entre las ruedas dentadas sigue relaciones similares a las desarrolladas para engranes. La lubricación es un factor importante en el mantenimiento de las transmisiones por cadena.

Las transmisiones armónicas pueden utilizarse como elevadores o reductores de velocidad. Los ejes de entrada y salida están dispuestos a lo largo del mismo eje geométrico, de modo que una transmisión armónica podrá montarse en la parte frontal de un

motor con el eje de salida saliendo por el mismo extremo. Las transmisiones armónicas pueden proporcionar cualquier relación de reducción, aunque se suelen emplear en el rango de 100 : 1. Las transmisiones armónicas exigen poco mantenimiento y pueden funcionar sin ningún desgaste notable en toda su vida útil. Sin embargo, son menos eficientes que los trenes de engranajes bien diseñados.

2.12- Organos terminal o mano.

La mano u órgano terminal es un dispositivo que se une a la muñeca del brazo, con este dispositivo el robot de propósito general puede realizar una tarea específica. La mano u órgano terminal es una herramienta de uso especial para un robot, por norma general, las manos u órganos terminales se deben diseñar técnicamente, para la tarea particular que se va a realizar.

Tipos de órganos terminales.

Existe una amplia gama de manos necesarios para realizar una variedad de funciones de trabajo diferentes. Estos tipos se pueden dividir en dos categorías:

- a) Pinzas.
- b) Herramientas.

Las pinzas son manos que se utilizan para agarrar y sostener objetos. Los objetos son piezas que tienen que ser movidas por el manipulador. En las aplicaciones de manejo de objetos, se incluye la carga y descarga de las máquinas, la toma de objetos depositados en un transportador, entre los objetos manejados por las pinzas del robot se incluyen objetos de cartón, botellas, material con superficies rugosas y con acabados finos.

En general las pinzas se pueden clasificar en simples y dobles. EL factor que distingue a la pinza simple, es que solo se monta un dispositivo de agarre en la muñeca del robot este dispositivo puede ser de rotación o de traslación.. Una pinza doble posee dos dispositivos de agarre unidos a la muñeca y se utiliza para sostener dos objetos distintos. Los dispositivos de

dos pinzas pueden actuar de forma independiente, son de especial utilidad en máquinas con aplicaciones de carga y descarga.

Las pinzas de terminal múltiple se aplican en los casos en donde dos o más mecanismos de agarre se fijan a la muñeca. Las ocasiones en las que se requieren más de dos pinzas son muy raras. También existe un aumento en el costo y una disminución en la fiabilidad cuando se aumenta el número de dispositivos de agarre en un brazo del manipulador.

Pinzas mecánicas.

Una pinza mecánica es un órgano terminal que utiliza dedos mecánicos, estos dedos son impulsados por un mecanismo para agarrar una pieza. Los dedos, son los accesorios de la pinza que están en contacto con la pieza. Además, los dedos están unidos al órgano terminal o son parte integral del mismo. Si los dedos son del tipo desmontable, se pueden separar y sustituir. Se pueden diseñar conjuntos diferentes de dedos para utilizar con el mismo mecanismo de pinzas con el objeto de acoplarlos a modelos de objetos diferentes. La figura (2.12.1), ilustra un ejemplo de estas características.

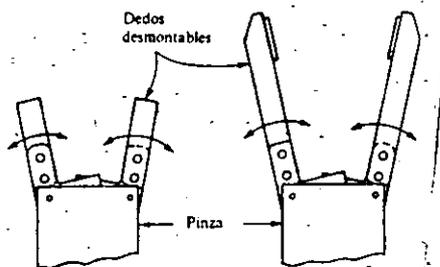


Figura (2.12.1)- Pinza mecánica.

Existen dos formas de sostener el objeto dentro de las pinzas. La primera es comprimiendo la pieza con los dedos. En este método los dedos de la pinza encierran a la pieza hasta alguna posición, limitando su movimiento. La figura (2.12.2), ilustra este método de construcción de la pieza.

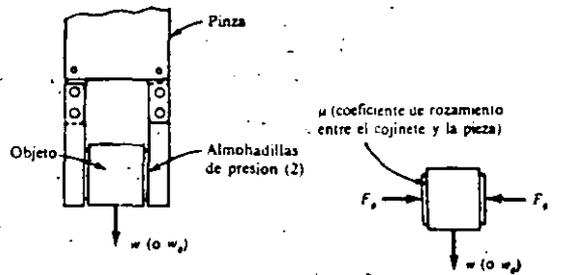


Figura (2.12.2)- Métodos de sujeción

La segunda forma de sujeción de la pieza es mediante el rozamiento entre los dedos y la pieza. Con este método los dedos deben de aplicar una fuerza que proporcione un rozamiento suficiente para retener la pieza en contra de la gravedad, la aceleración y otras fuerzas que pueden surgir durante el tiempo de sujeción del ciclo de trabajo, ver figura (2.12.3).

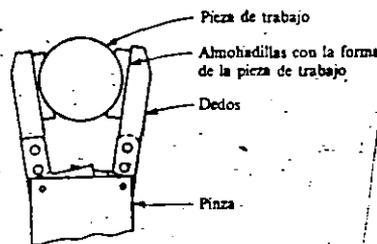


Figura (2.12.3)- Sujeción del ciclo de trabajo.

Las pinzas mecánicas también se pueden clasificar de acuerdo al tipo de dispositivo cinemático utilizado para efectuar el movimiento de los dedos, se tienen los siguientes :

- Con actuación de articulación.
- Con actuación de engranaje y bastidor.
- Con actuación de leva.
- Con actuación de tornillo.
- Con actuación de cable y polea.

La categoría de articulaciones cubre un rango amplio de posibilidades de diseño para efectuar la apertura y cierre de la

pinza, la figura (2.12.4), ilustra varios ejemplos de este tipo.

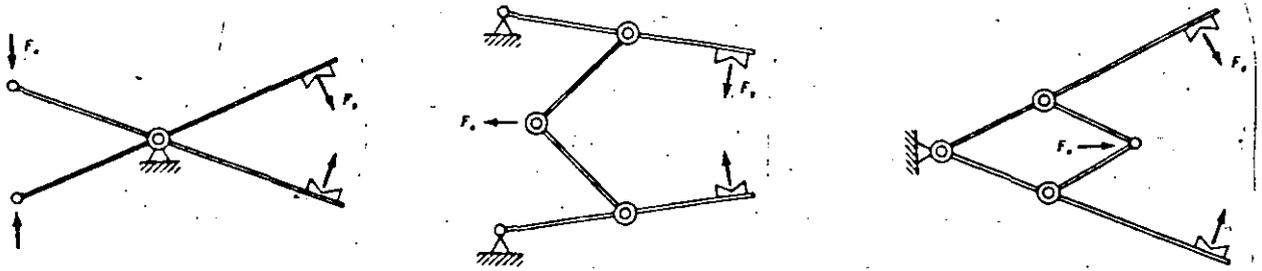


Figura (2.12.4)- Pinza de actuación de articulación.

.El diseño de la articulación determina cómo la fuerza de entrada F_e a la pinza se convierte en una fuerza de agarre F_g aplicada para los dedos.

La figura (2.12.5), ilustra el método de actuación de los dedos de la pinza utilizando el sistema de engranaje bastidor.

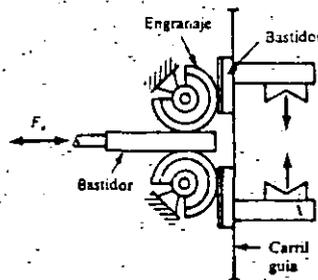


Figura (2.12.5)- Pinza engrane y bastidor.

El engranaje y bastidor se debería unir a un pistón o algún otro mecanismo que proporcione un movimiento lineal así como también es posible a un elemento rotatorio.. El movimiento del bastidor podrá impulsar a dos engranajes de piñon parciales y estos abrir y cerrar los dedos.

La pinza actuada por leva incluye una gran variedad de diseños posibles, uno de los cuales se ilustra en la figura (2.12.6), los dispositivos de leva y seguidor, incluso si se utiliza un seguidor cargado por muelle, puede proporcionar las acciones

de apertura y cierre de la pinza.

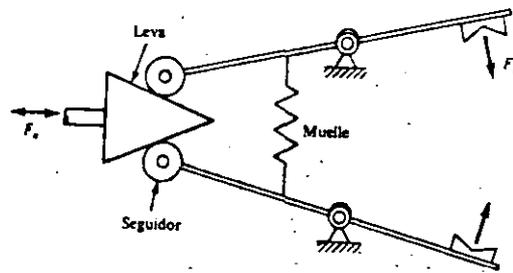


Figura (2.12.6)- Pinza por leva.

En el método de actuación del tipo de tornillo, el tornillo suele girar mediante un motor acompañado por un mecanismo de reducción de velocidad. Cuando el tornillo gira en un sentido se mueve un bloque roscado para ser transferido en sentido de movimiento. El bloque a su vez se conecta a los dedos de la pinza para producir la acción correspondiente de abrir y cerrar.

Se pueden diseñar mecanismos de cable y polea para abrir y cerrar una pinza mecánica. A causa de la naturaleza de estos dispositivos, algunos actúan a tensión debiéndose oponer al movimiento del cable del sistema de poleas.

Otros tipos de pinzas.

Además de las pinzas mecánicas, hay una gran diversidad de otros dispositivos que pueden diseñarse para elevar y sujetar objetos. Entre estos tipos de pinzas están incluidas las siguientes.

- Ventosas
- Pinzas magnéticas
- Pinzas adhesivas
- Ganchos, Cucharas
- Otros dispositivos diversos.

Las ventosas pueden utilizarse como dispositivos de pinza para manipular algunas clases de objetos. Los requisitos habituales exigidos a lo objetos a manipular son que sean planos, suaves y limpios, que son las condiciones necesarias para formar un vacío satisfactorio entre el objeto y la ventosa, un ejemplo de ventosa se ilustra en la figura (2.12.7).

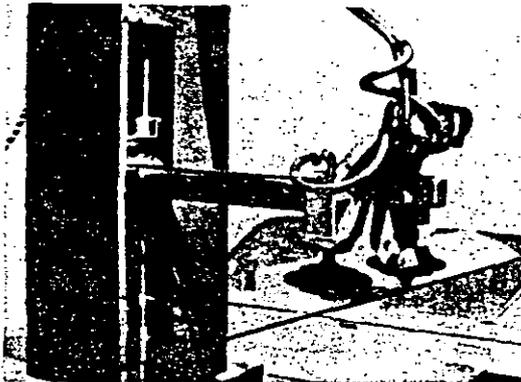


Figura (2.12.7) - Pinza empleando ventosas.

Las ventosas utilizadas en este tipo de pinzas de robot suelen ser de material elástico, tal como el caucho o plástico blando. Una excepción es que el objeto a manipular esté constituido por un material blando, en este caso, la ventosa sería de una sustancia dura.

Pinzas magnéticas.

Las pinzas magnéticas pueden ser un medio muy factible de manipular materiales ferrosos. Por lo general, las pinzas magnéticas ofrecen las siguientes ventajas en aplicaciones :

- Los tiempos de captación son muy pequeños.
- Pueden tolerarse variaciones en el tamaño de la pieza.
- Tiene la capacidad para manejar piezas mecánicas con agujeros.
- Solo requiere una superficie para agarre.

Los inconvenientes de las pinzas magnéticas incluye el magnetismo residual remanente en las piezas de trabajo que pueden producir anomalías en la posterior manipulación y el posible deslizamiento lateral y otros errores que limitan la

precisión de este método de manipulación.

Pinzas adhesivas.

Son diseños en los que una sustancia adhesiva realiza la acción de agarre, puede utilizarse para manipular tejidos y otros materiales livianos. Es requisito para los elementos a manipular, que deben de sostenerse por un lado solamente y no son adecuados a otras formas de agarre, tal como vacío o con imanes.

Una de las limitaciones potenciales de una pinza adhesiva es que la sustancia adhesiva pierde su adherencia con el empleo repetido.

Ganchos, cucharas y otros dispositivos.

Los ganchos pueden utilizarse como órgano terminal para manipular contenedores para carga y descarga de piezas que cuelgan de transportadores aéreos.

Las cucharas y los calderos pueden utilizarse para manipular algún material en forma de polvo o líquido, como los productos químicos en forma de polvo, materiales alimenticios, sustancias granulares y materiales fundidos. Una de las limitaciones es que la cantidad de material recogida por el robot es, a veces difícil de controlar. El derrame durante el ciclo de manipulación es también un problema.

Otros dispositivos incluyen elementos expandibles o inflables, en los que el diafragma se infla para llenar algún hueco y poder manipularlo, las pinzas aplican una presión uniforme contra la superficie del objeto en lugar de una fuerza concentrada, figura(2.12.8).

Se está realizando investigación y desarrollo con el objeto de diseñar una pinza universal capaz de agarrar y manipular una amplia gama de objetos con geometrías diferentes. La mayoría de los modelos de pinzas están modeladas para poseer una versatilidad considerable en semejanza a la mano humana. Debido a su complejidad estos órganos terminales de investigación

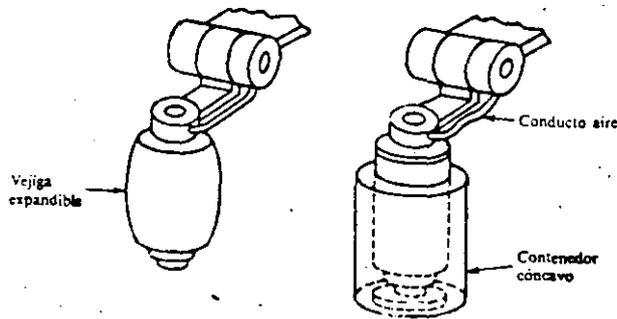


Figura (2.12.8) - Pinza expandible.

suelen tener solamente tres dedos en vez de cinco. Un posible diseño de la mano universal se ilustra en la figura (2.12.9).

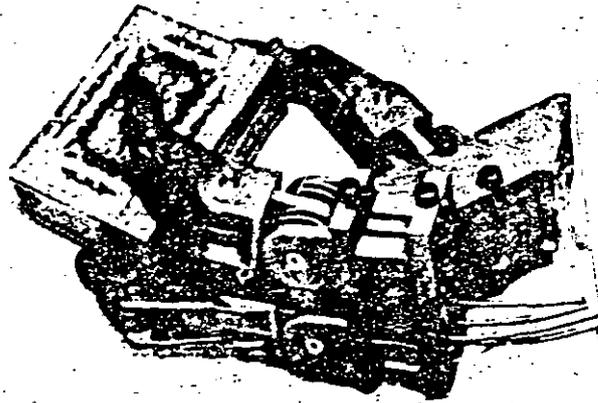


Figura (2.12.9)- Pinza universal.

Herramienta como efector final.

En muchas aplicaciones se exige al robot que manipule una herramienta en vez de una pinza de trabajo. En un número limitado de aplicaciones del órgano terminal es una pinza diseñada para agarrar y manipular la herramienta o la herramienta misma. El motivo para utilizar una pinza en estas aplicaciones es que puede existir más de una herramienta a utilizar por el robot en el ciclo de trabajo. El empleo de una

pinza especial permite que la herramienta se intercambie dentro del ciclo y así se facilita esta función de manipulación multiherramienta.

En la mayoría de las aplicaciones de robots en las que se manipula una herramienta, esta última está unida directamente a la muñeca del robot; en este caso la herramienta utilizada es el órgano terminal o mano . Algunos ejemplos de herramientas utilizadas como manos en aplicaciones de manipuladores incluyen:

- Herramienta de soldadura por punto.
- Soplete de soldadura por arco.
- Tobera de pintura por pulverización.
- Husillo giratorio para operaciones tales como.
 - a) taladrado.
 - b) ranurado.
 - c) cepillado.
 - d) rectificado.
- Aplicadores de cemento líquido para montaje.
- Sopletes de calentamiento.
- Herramientas de corte por chorro de agua, etc.

En cada caso el robot debe controlar el movimiento de la herramienta, esta se controla de forma muy similar a la apertura y cierre de una pinza mecánica.

Para finalizar se resumen en la tabla (2.12) algunas de las consideraciones a tomar en la selección y diseño de pinzas, para ello, se proporciona una lista de control de factores que deben tomarse presentes en la selección y diseño de pinzas.

2.14 Sensores de posición y percepción.

Un transductor es un dispositivo que transforma un tipo de variable física(fuerza, presión, temperatura, velocidad, aceleración, caudal, etc), en otro tipo. La transformación más común es la que produce un voltaje eléctrico, la razón por la que se realiza esta conversión es la facilidad de trabajar con la señal convertida.

Un sensor es un transductor que mide una variable física de interés. Los trnasductores se pueden clasificar en dos tipos

Factor	Consideración
Pieza a manipular	Peso y tamaño Forma Cambios en la forma durante el procesamiento Tolerancias en el tamaño de la pieza Condición superficial, protección de superficies delicadas
Método de actuación	Agarre mecánico Ventosa de vacío Imán Otros métodos (adhesivos, cucharas, etc.)
Transmisión de potencia y señales	Neumática Eléctrica Hidráulica Mecánica
Fuerza de la pinza (pinza mecánica)	Peso del objeto Método de sujeción (construcción o fricción física) Coeficiente de rozamiento entre dedos y objeto Velocidad y aceleración durante el ciclo de movimiento
Problemas de posicionamiento	Longitud de los dedos Exactitud inherente y repetibilidad del robot Tolerancias en el tamaño de la pinza
Condiciones de servicio	Número de actuaciones durante la vida útil de la pinza Posibilidad de sustitución de componentes desgastados (dedo) Mantenimiento y posibilidad de servicio
Entorno operativo	Calor y temperatura Humedad, condensación, suciedad, productos químicos
Protección contra la temperatura	Protectores térmicos Dedos largos Enfriamiento forzado (aire comprimido, enfriamiento por agua, etc.) Empleo de materiales termorresistentes
Materiales de fabricación	Resistencia mecánica, rigidez, durabilidad Resistencia a la fatiga Coste y facilidad de fabricación Propiedades de fricción para superficies de los dedos Compatibilidad con el entorno operativo
Otras consideraciones	Empleo de dedos intercambiables Normas de diseño Conexiones de montaje e interconexión con robot Riesgo de cambios en el diseño del producto y su efecto sobre el diseño de la pinza Tiempo muerto para diseño y fabricación Piezas de repuesto, mantenimiento y servicio Prueba de la pinza en producción

Tabla (2.12) - Lista de control de factores en la selección y diseño de pinzas

básicos, los cuales dependen de la forma final de la señal, estos son:

- Transductores análogos.
- Transductores digitales.

Los transductores análogos proporcionan una señal continua, esta señal puede ser tomada como el valor de la variable física que se mide.

Los transductores digitales producen una señal de salida digital, en forma de un conjunto de bits en paralelo o formando una serie de pulsaciones que pueden ser contados, las señales digitales representan el valor de la variable medida. Los transductores digitales se han popularizado por la facilidad con que se pueden emplear como instrumentos de medición independientes. Además, suelen ofrecer la ventaja de ser más compatibles con las computadoras digitales, en la automatización y en el control del proceso.

Con el objeto de ser útiles como dispositivos de medición, los sensores deben de poseer ciertas características, como son:

Exactitud. La exactitud de medición debe ser tan alta como fuese posible. La exactitud es que el valor verdadero de la variable que se puede detectar sin errores sistemáticos positivos o negativos en la medición realizada.

Precisión. La precisión significa que existe o no una pequeña variación aleatoria en la medición de la variable, si existe la dispersión en los valores en una serie de mediciones será mínima.

Rango de funcionamiento. El sensor debe de tener un amplio rango de funcionamiento y debe ser exacto y preciso en todo el rango.

Velocidad de respuesta. Debe ser capaz de responder a los cambios de las variables detectadas en un tiempo mínimo.

Calibración. El sensor debe ser fácil de calibrar, con un mínimo de tiempo en el calibrado. Además el sensor no debe necesitar una recalibración frecuente.

Fiabilidad. No debe estar sujeto a fallos frecuentes durante el funcionamiento, por lo cual se requiere una alta fiabilidad.

Costo, facilidad de funcionamiento. El costo de comprar,

instalar y manejar el sensor debe ser tan bajo como sea posible. Además, lo ideal sería que la instalación y manejo del dispositivo no necesite de ningún operador altamente calificado.

Sensores en robótica.

Los sensores utilizados en robótica incluyen una amplia gama de dispositivos, estos se pueden dividir en las siguientes categorías:

- Sensores táctiles.
- Sensores de proximidad y alcance.
- Sensores diversos y sistemas basados en sensores.
- Sistemas de visión de máquina.

A continuación se hará una breve descripción de cada uno de ellos.

Sensores táctiles.

Los sensores táctiles son dispositivos que indican el contacto entre ellos mismos y algún otro objeto sólido. Se dividen en :

- a)- Sensores de contacto.
- b)- Sensores de fuerza.

Los sensores de contacto se utilizan para indicar que se ha producido el contacto entre los dos objetos, sin considerar la magnitud de la fuerza de contacto. En esta categoría se incluyen dispositivos sencillos, como interruptores de límite, microinterruptores y dispositivos similares. Por ejemplo, pueden utilizarse para formar parte de una sonda de inspección, manipulada por el robot para medir las dimensiones de una pieza de trabajo.

La detección de la fuerza en robótica se puede realizar de varias formas. Una técnica utilizada con frecuencia es la << muñeca detectora de fuerza >>. Consta de una célula de carga constituida por strain ganges montada entre la pieza y la muñeca. Otra técnica empleada para medir el par de torsión ejercido por cada una de las articulaciones realiza mediante la detección de la corriente del motor por cada uno de los motores

de la articulaciones.

Finalmente, una tercera técnica es empleada para formar una matriz de elementos detectores de fuerza, de manera que se pueda determinar información sobre la superficie de contacto de cualquier forma.

Sensores de proximidad y alcance.

Los sensores de proximidad son dispositivos que indican cuando un objeto está próximo a otro. Que tan próximo debe estar el objeto para poder activar el sensor, dependerá del dispositivo particular. Las distancias pueden ser cualquiera entre varios milímetros y varios pies. Algunos de estos sensores pueden utilizarse también para medir la distancia entre el objeto y el sensor, y estos dispositivos se denominan sensores de alcance. Los sensores de proximidad y alcance se localizarían normalmente en la muñeca u órgano terminal; puesto que son éstas las partes móviles del robot, ver figura (2.14.1).

Una diversidad de tecnologías están disponibles para diseñar sensores de proximidad y alcance. Estas tecnologías incluyen dispositivos ópticos, elementos acústicos, y técnicas de campo eléctrico.

Los sensores de proximidad óptica pueden diseñarse utilizando fuentes de luz visible o invisible (infraroja). Los sensores de infrarojos pueden ser activos o pasivos, los sensores activos envían un haz de rayos infrarojos y responden a la reflexión del haz contra un blanco. El sensor de infrarojos activo puede emplearse para indicar no solamente si está o no una pieza, sino también para señalar la posición de la misma. Temporizando el intervalo a partir de cuando se envía la señal y se recibe el eco puede realizarse una medida de la distancia entre objetos y el sensor. Los sensores de infrarojos pasivos son simplemente dispositivos que detectan la presencia de la radiación infraroja en el entorno. Se suele utilizar en un sistema de seguridad para detectar la presencia de cuerpos que emiten calor dentro del alcance del sensor. Estos sistemas sensores son eficientes en la cobertura de grandes zonas, principalmente en la zona de trabajo

del manipulador y en interiores de edificios.

Otro método óptico para la detección de proximidad implica el empleo de un haz de luz colimado y un arreglo lineal de sensores de luz. Con la reflexión del haz de luz desde la superficie del objeto, la localización de este último puede determinarse a partir de la posición de su haz reflejado en el arreglo de sensores.

Dispositivos acústicos pueden emplearse como sensores de proximidad. Las frecuencias ultrasónicas (por encima de 20,000 Hz) se suelen utilizar en estos dispositivos, porque el sonido está más allá del alcance del oído humano. Esta formado por un sensor de proximidad acústico que emplea una cámara cilíndrica de extremo abierto y un emisor acústico en el extremo cerrado de la cámara. El emisor establece un patrón de ondas estacionarias en la cavidad que se modifica por la presencia de un objeto cerca del extremo abierto. Un microfono situado en la pared de la cámara se emplea para detectar el cambio en el patrón de sonido. Esta clase de dispositivo puede utilizarse también como un sensor de alcance.

Dos de los tipos de sensores de proximidad y alcance basados en el uso de campos eléctricos, son los sensores de corrientes parásitas y los de campo magnético. Los dispositivos de corrientes parásitas crean un campo magnético primario alterno. Este campo induce corrientes parásitas en un objeto situado en la zona, en tanto que el objeto esté constituido por un material conductor. Estas corrientes parásitas producen su propio campo magnético que interacciona con el campo primario para modificar su densidad de flujo, la cual indica la presencia del objeto.

Los sensores de proximidad de campo magnético son relativamente simples y pueden obtenerse utilizando un conmutador de lámina y un imán permanente. El imán puede formar parte del objeto que se detecta o puede ser parte integral del dispositivo sensor. En uno u otro caso el dispositivo puede diseñarse de modo que la presencia del objeto en la zona del sensor complete el circuito magnético y active el conmutador de lámina.

Sistemas de visión.

La visión en el manipulador (también denominada visión de computadora o visión artificial), es una tecnología importante de sensores con potentes aplicaciones en muchas industrias. Algunas de las aplicaciones más usadas del sistema visión están en la inspección; sin embargo, se puede preveer que la tecnología de visión jugará un papel cada vea más importante en el futuro de la robótica.

Los sistemas de visión diseñados para ser utilizados en robots o sistemas de fabricación deben de tener un tiempo de respuesta relativamente corto por las aplicaciones de fabricación que suelen ser en una fracción de segundos.

Los sistemas de visión se emplean para realizar diferentes tareas, entre las que se incluye la selección de objetos orientado aleatoriamente en un recipiente o en un trasportador, la identificación de objetos y la inspección limitada.

Con los avances en la tecnología de visión aplicada en robótica, se espera que aumente la capacidad de los sistemas con el objeto de permitir la conducción del brazo del robot para realizar una inspección completa incluyendo tolerancias dimensionales muy estrictas, así como una mejora de la capacidad de localizar objetos y de su reconocimiento.

El empleo de los sensores de visión en la robótica, industria y otros sistemas de fabricación automatizados se encuentran en cuatro categorías básicas.

- 1.- Vigilancia y seguridad.
- 2.- Control en células de trabajo
- 3.- Inspección de piezas y control de calidad.
- 4.- Determinación de posiciones e información sobre los objetos en el área de trabajo del manipulador.

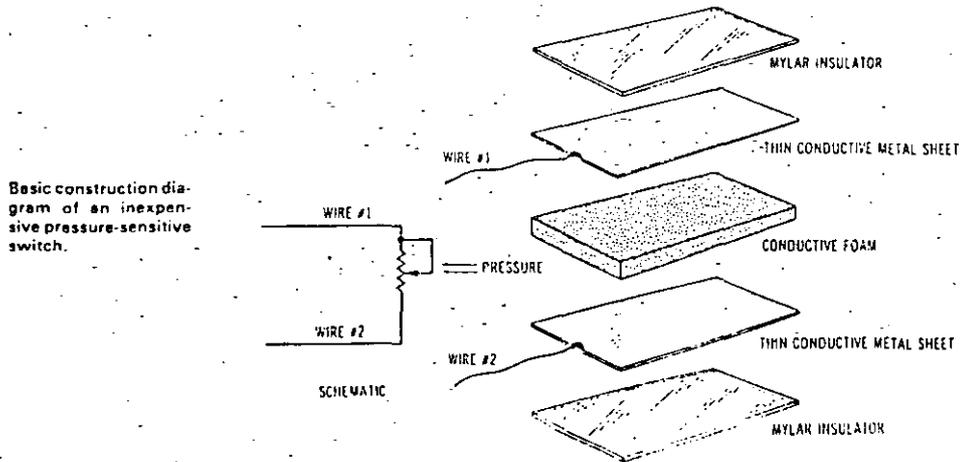
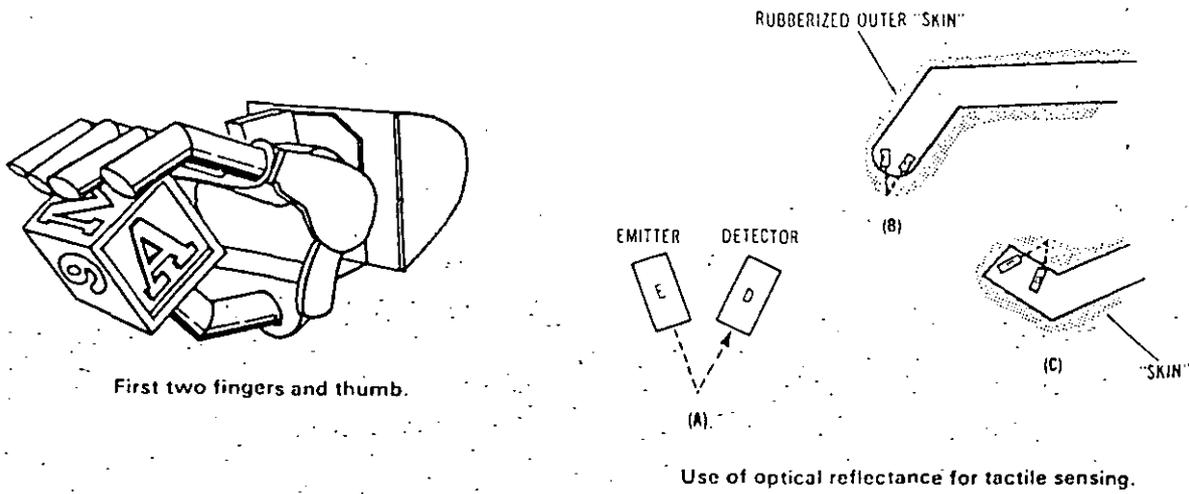
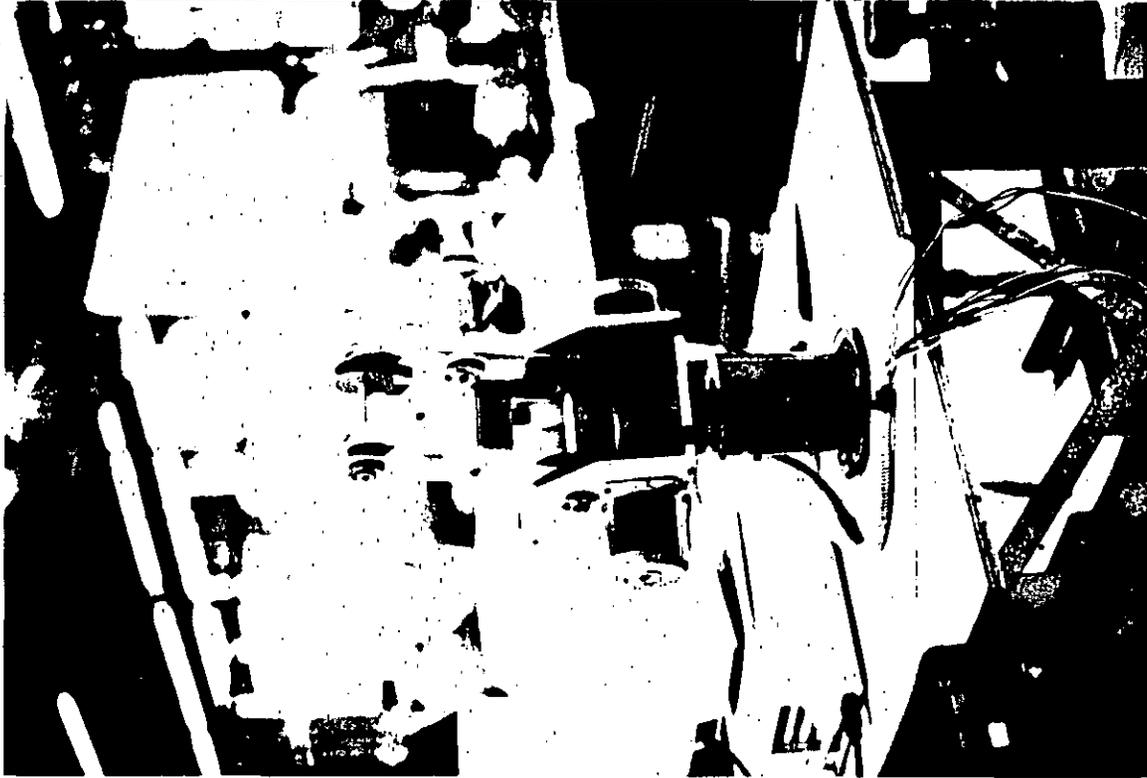
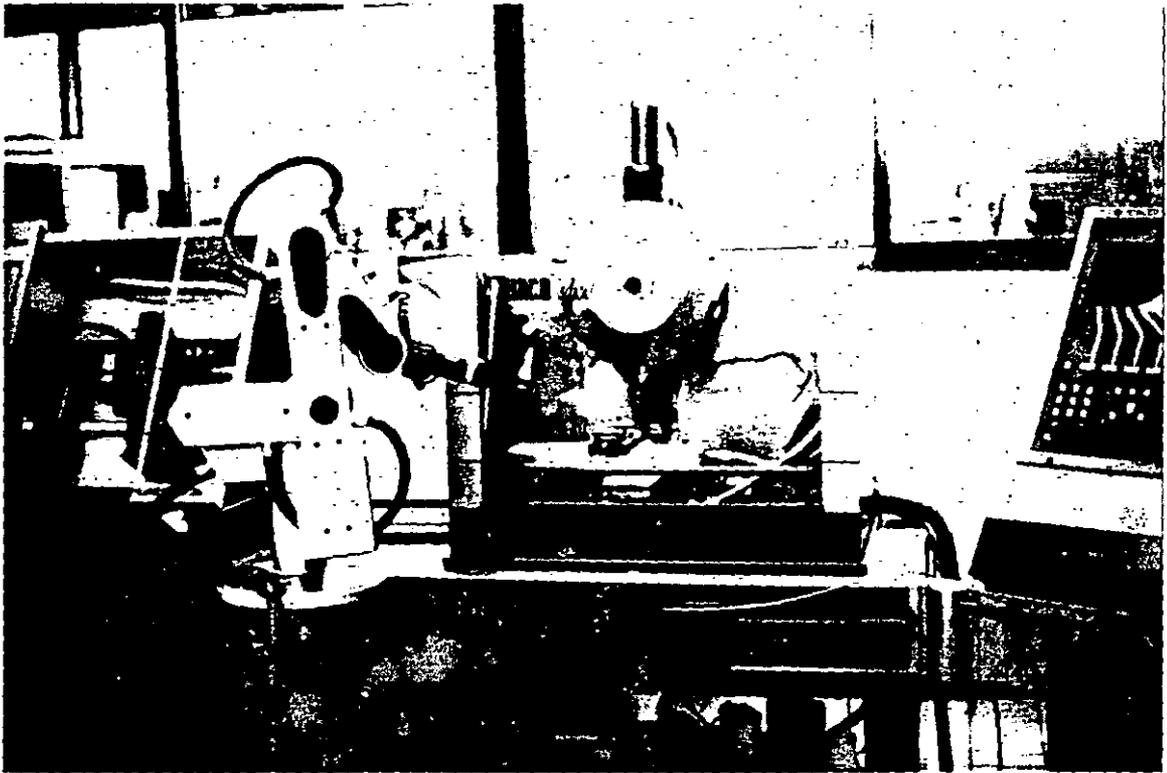
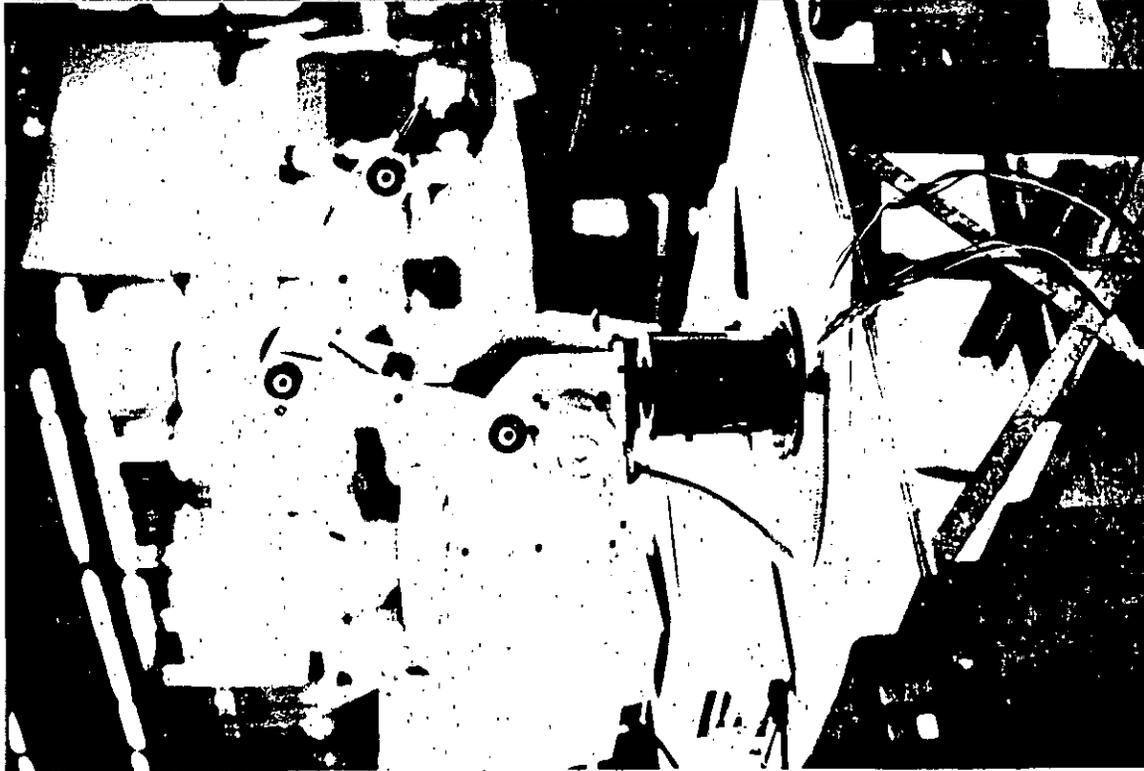


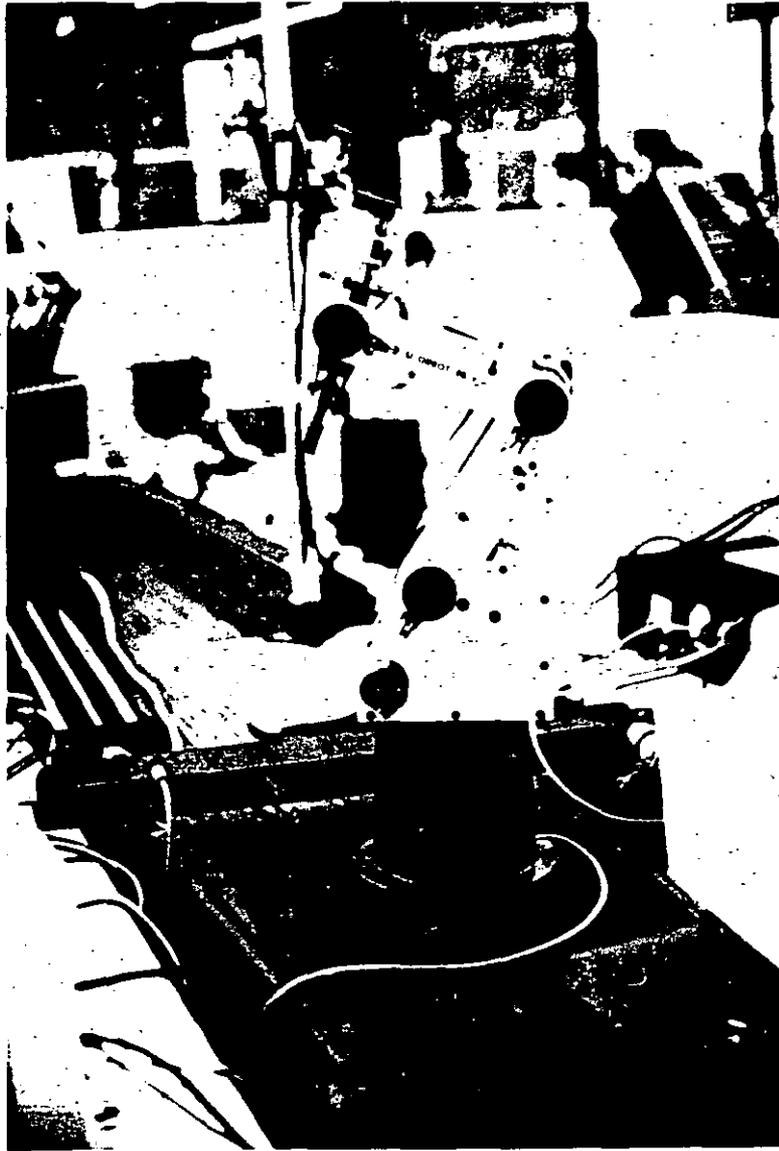
Figura (12.14.1). Sensores de proximidad por medio de reflexión óptica.

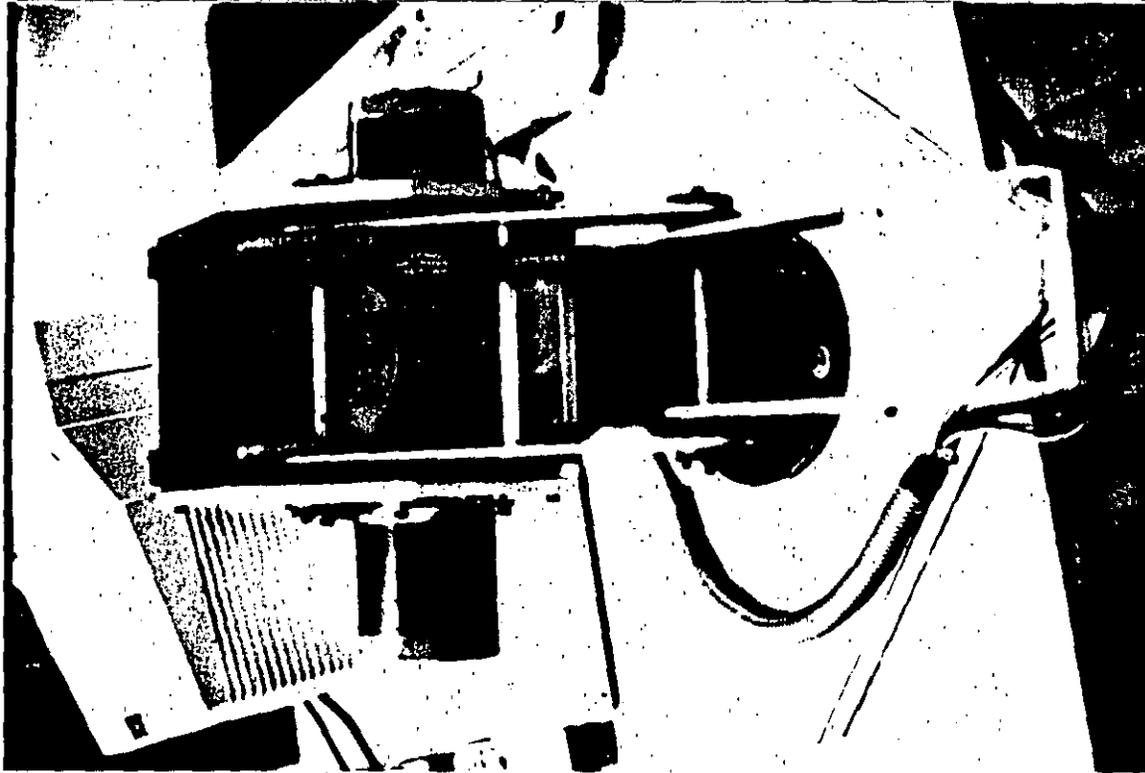


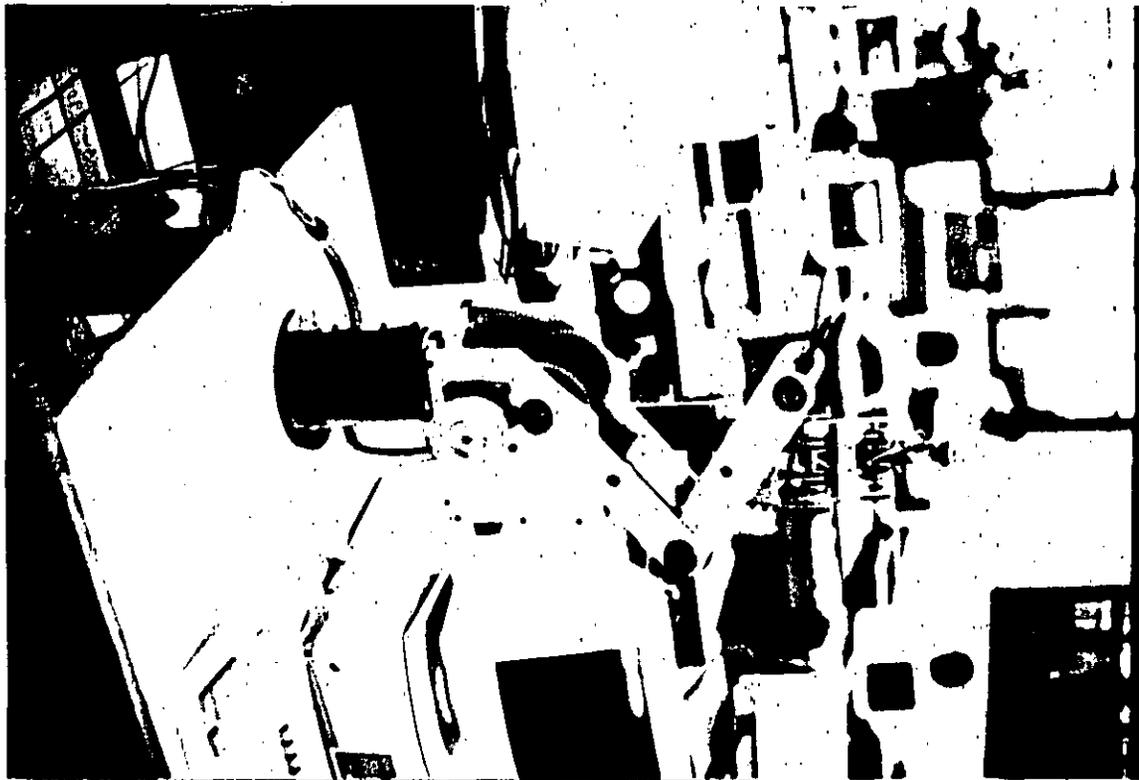


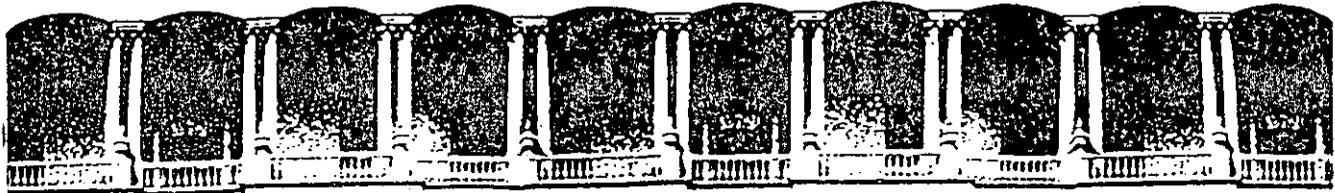












**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

C U R S O S A B I E R T O S

ROBOTICA INDUSTRIAL

Del 16 al 20 de marzo de 1992

4. ELEMENTOS DE CONTROL

PALACIO DE MINERIA

9

Sistemas realimentados y servo mecanismos

Todos los sistemas industriales que hemos discutido hasta aquí tienen una cosa en común: No son *auto-correctivos*. La auto-corrección se utiliza aquí refiriéndonos a la habilidad de un sistema para monitorear o "chequear" una cierta variable en el proceso industrial y *automáticamente*, sin intervención humana, corregirla si no es aceptable. Los sistemas que pueden ejecutar dicha acción auto-correctora se denominan *sistemas realimentados* o *sistemas de bucla cerrada*.

Cuando la variable que está siendo monitoreada y corregida es la posición física de un objeto, al sistema realimentado se le asigna un nombre especial; se denomina *servo sistema*. Los sujetos de este capítulo son las características básicas y los componentes de los sistemas de bucla cerrada.

OBJETIVOS

Al terminar este capítulo se estará en capacidad de:

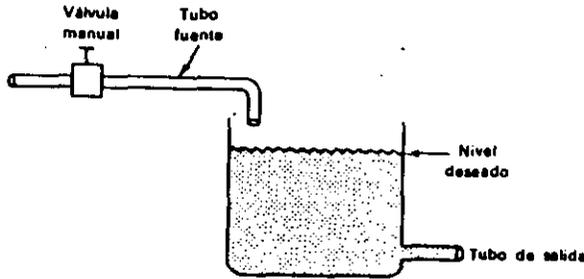
1. Explicar el diagrama de bloques generalizado de los sistemas de bucla cerrada y establecer el propósito de cada uno de los bloques

2. Establecer las características que se utilizan para juzgar un sistema de control de bucla cerrada; es decir, describir qué factores hacen la diferencia entre un buen sistema y un mal sistema
3. Enumerar los cinco modos generales de control de bucla cerrada y explicar cómo actúa cada uno para corregir el error del sistema
4. Citar las razones por las cuales el modo de control Todo o Nada es el más popular
5. Definir el término *banda proporcional*, y resolver problemas que involucran banda proporcional, rango de plena escala del controlador, y los límites del control
6. Discutir el problema del desbalance en un control proporcional, y mostrar por qué no puede eliminarse en un controlador estrictamente proporcional.
7. Explicar por qué el modo de control proporcional-integral supera el problema del desbalance
8. Describir los efectos de cambiar la constante de tiempo de integración (razón de reposición) en un controlador proporcional-integral
9. Explicar las ventajas del modo de control proporcional-integral-derivativo sobre los modos más simples de control. Establecer las condiciones del proceso que requieren la utilización de este modo
10. Describir los efectos de cambiar la constante de tiempo de derivación (razón de tiempo) en un controlador proporcional-integral-derivativo
11. Definir y dar ejemplos de los tres tipos diferentes de retardo exhibidos por los procesos industriales, a saber, constante de tiempo de retardo, atraso de transferencia, y atraso de transporte
12. Interpretar una tabla que relacione las características de un proceso industrial con el modo apropiado de control a utilizarse con este proceso
13. Interpretar una tabla que relacione las características de un proceso industrial con las referencias correctas de banda proporcional y razón de reposición

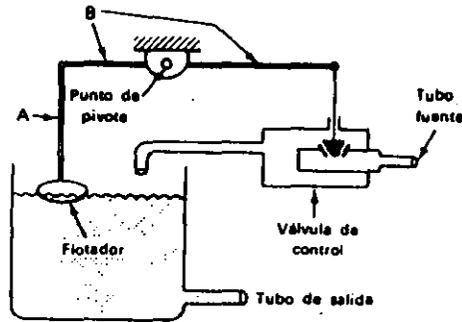
9-1 SISTEMAS DE BUCLA ABIERTA VERSUS SISTEMAS DE BUCLA CERRADA

Empecemos por considerar la diferencia esencial entre un sistema de bucla abierta (no auto-corrector) y un sistema de bucla cerrada (auto-corrector). Supongamos que se desea mantener constante un nivel dado de líquido en el tanque de la Figura 9-1(a). El líquido entra al tanque por la parte superior y sale de él por el tubo localizado en su parte inferior.

Una manera para intentar mantener el nivel apropiado es que un operador comience a ajustar la válvula manual de modo que la velocidad de flujo de líquido hacia el tanque balancee exactamente la velocidad de salida del líquido del tanque cuando el líquido esté en el nivel apropiado. Esto podría requerir de un poco de cacería para lograr la abertura correcta de la válvula, y eventualmente el operador podría encontrar la posición apropiada. Si luego permanece y vigila el sistema por un período y ve que el nivel del líquido permanece constante, podría concluir que todo está bien, que ha logrado la abertura apropiada de la válvula para mantener el nivel correcto. De hecho, esto es correcto durante el tiempo que las condiciones de operación permanezcan exactamente las mismas.



(a)



(b)

Figura 9-1. Sistema para mantener el nivel apropiado de líquido en un tanque. (a) Sistema de bucla abierta; no tiene realimentación y no es auto-correctivo. (b) Sistema de bucla cerrada; tiene realimentación y es auto-correctivo.

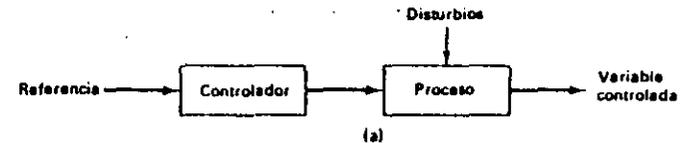
El problema es que en la vida real, las condiciones de operación no permanecen las mismas. Hay numerosos cambios sutiles que podrían ocurrir y que trastornarían el balance que acaba de establecer. Por ejemplo, la presión de la fuente localizada antes de la válvula manual podría aumentar por alguna razón. Esto podría aumentar la velocidad de flujo de entrada sin un correspondiente aumento de la velocidad del flujo de salida. El nivel del líquido podría comenzar a aumentar y el tanque prontamente se desbordaría. (Realmente, cualquier aumento en la velocidad del flujo de salida porque aumentó la presión en la parte baja del tanque cuando el nivel aumenta, pero habría una oportunidad en un millón de que esto pudiera balancear exactamente la nueva velocidad del flujo de entrada.)

Un aumento en la presión de la fuente es justamente un ejemplo de un cambio que perturbaría el ajuste manual. Cualquier cambio en la tempera-

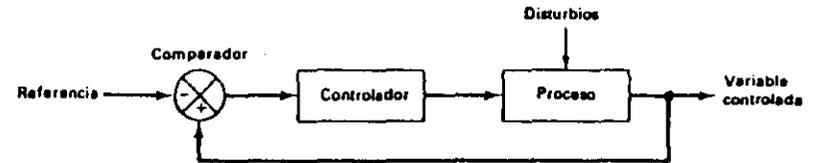
tura podría cambiar la viscosidad del líquido y en consecuencia cambiar las velocidades del flujo; un cambio en las restricciones del sistema que utiliza el líquido que sale por el tubo de salida podría cambiar la velocidad del flujo de salida, etc.

Consideremos ahora el arreglo de la Figura 9-1(b). Si el nivel del líquido cae un poco demasiado bajo, el flotador se mueve hacia abajo, abriendo en consecuencia la válvula cónica para admitir un mayor suministro de líquido. Si el nivel del líquido aumenta un poco demasiado alto, el flotador se mueve hacia arriba, y la válvula cónica se cierra un poco para reducir el suministro de líquido. Con una construcción y dimensionamiento apropiados de la válvula y de los acoples mecánicos entre el flotador y la válvula, sería posible controlar el nivel del líquido y mantenerlo muy cercano del punto deseado. (Deberá existir alguna ligera desviación del nivel de líquido deseado para producir un cambio en la apertura de la válvula.) Con este sistema las condiciones de operación pueden cambiar todo lo que quieran. Sin importar en qué dirección el nivel del líquido experimente una variación del punto deseado y sin importar cuál sea la razón para esta variación, el sistema tratará de restituirlo al punto deseado.

Nuestra discusión a este punto estuvo relacionada con el problema específico de controlar el nivel de líquido en un tanque. Sin embargo, en forma general, muchos diferentes sistemas de control industrial tienen ciertas cosas en común. Sin importar cuál sea el sistema exacto, hay ciertas relaciones entre los mecanismos de control y la variable controlada que nunca difieren. Trataremos de ilustrar estas relaciones causa-efecto dibujando diagramas de bloques de nuestros sistemas industriales. Debido al "parecido" general entre los diferentes sistemas, somos capaces de visualizar diagramas de bloques generalizados que se apliquen a todos los sistemas. La Figura 9-2(a) muestra el diagrama de bloques generalizado de un sistema de bucla abierta.



(a)



(b)

Figura 9-2. (a) Diagramas de bloques que muestran las relaciones causa-efecto entre las diferentes partes del sistema. (a) Para un sistema de bucla abierta. (b) Para un sistema de bucla cerrada.

Ahora tratemos de relacionar los bloques de la Figura 9-2(a) con las partes físicas del sistema de control de válvula manual de la Figura 9-1(a). La Figura 9-2(a) muestra que un controlador (en nuestro ejemplo, la válvula manual), afecta el proceso total (en nuestro ejemplo, el tubo que lleva el líquido y el tanque que contiene el líquido). La flecha que sale del bloque controlador hacia el bloque proceso significa que el controlador de alguna manera "envía señales a" o "influencia" o "afecta" el proceso. El bloque controlador tiene una flecha apuntándole denominada referencia. Esto significa que el operador de alguna manera debe entregar alguna información al controlador (al menos una) que indique qué se supone que el controlador debe hacer. En nuestro ejemplo, la referencia sería la posición de la válvula manual. El bloque proceso tiene una flecha apuntándole denominada disturbios. Esto significa que condiciones externas pueden alterar el proceso y afectar su resultado. En nuestro ejemplo, los disturbios son los cambios mencionados anteriormente tales como cambios de presión, cambios de viscosidad, etc. La flecha variable controlada hace referencia a la variable en el proceso que se supone que el sistema debe monitorear y corregir cuando necesite corrección. En nuestro ejemplo, la variable controlada es el nivel de líquido en el tanque.

El diagrama de bloques es básicamente sólo un indicador de causa-efecto, pero muestra bastante claramente que para una referencia dada no puede realmente conocerse el valor de la variable controlada. Los disturbios que suceden al proceso hacen sentir sus efectos a la salida de éste, en el valor de la variable controlada. Debido a que el diagrama de bloques de la Figura 9-2(a) no muestra ninguna línea regresando para completar un círculo, o para "cerrar la bucla", tal sistema se denomina "sistema de bucla abierta". Todo sistema de bucla abierta está caracterizado por su inhabilidad para comparar el valor deseado y ejecutar una acción en base a esta comparación.

Por otro lado, el sistema que contiene el flotador y la válvula cónica de la Figura 9-1(b) está representado en forma de diagrama de bloques en la Figura 9-2(b). En este diagrama la referencia y el valor de la variable controlada son comparadas entre sí en un comparador. La salida del comparador representa la diferencia entre estos dos valores. La señal diferencia es enviada al controlador, permitiendo que el controlador afecte el proceso. El hecho que la variable controlada regrese en círculo para ser comparada con la referencia hace ver el diagrama de bloques como una "bucla cerrada". Un sistema que tenga esta característica se denomina sistema de bucla cerrada. Todo sistema de bucla cerrada está caracterizado por su habilidad para comparar el valor real de la variable controlada con el valor deseado y automáticamente ejecutar una acción en base a esta comparación.

Para nuestro ejemplo del control de nivel por flotador en la Figura 9-1(b), la referencia representa la colocación del flotador en el tanque. Es decir, el operario selecciona el nivel que desea colocando el flotador a una cierta altura por encima del fondo del tanque. Esta referencia puede alterarse cambiando la longitud del vástago A que conecta el flotador al miembro de acople horizontal B en la Figura 9-1(b).

El comparador en el diagrama de bloques es el flotador mismo en nuestro ejemplo. El flotador está enterándose constantemente del nivel real de líquido, porque se mueve arriba y abajo de acuerdo con el nivel. También está

enterado de la referencia, la cual es el nivel de líquido deseado, como se explicó antes. Si estas dos no están de acuerdo, el flotador envía una señal la cual depende en magnitud y en polaridad de la diferencia entre ellas. Es decir, si el nivel es demasiado bajo, el flotador hace que el miembro horizontal B en la Figura 9-1(b) se desplace (rote) en sentido contrario a las manecillas del reloj; la cantidad de desplazamiento de B, en sentido contrario a las manecillas del reloj, depende de qué tan bajo esté el nivel de líquido.

Si el nivel de líquido es demasiado alto, el flotador hace que el miembro B sea desplazado en sentido de las manecillas del reloj. Nuevamente, la cantidad de desplazamiento depende de la diferencia entre la referencia y la variable controlada; en este caso la diferencia significa qué tan alto está el líquido del nivel deseado.

Entonces, el flotador en el dibujo mecánico corresponde al bloque comparador en el diagrama de bloques de la Figura 9-2(b).

El controlador en el diagrama de bloques es la válvula cónica en el dibujo mecánico real. La válvula abre y cierra para subir o bajar el nivel del líquido, de la misma manera que el controlador en la Figura 9-2(b) envía una señal de salida al proceso para afectar el valor de la variable controlada.

En nuestro ejemplo particular, existe una total correspondencia entre las partes físicas del sistema real y los bloques en el diagrama de bloques. En algunos sistemas, la correspondencia no es cercana a esta claridad. Podría ser difícil o imposible decir exactamente qué partes físicas componen tales bloques. Una parte física puede ejecutar la función de dos bloques diferentes, o podría ejecutar la función de un bloque y una porción de la función de otro bloque. Debido a esta dificultad en establecer una correspondencia exacta entre las dos representaciones del sistema, no siempre lo intentaremos para cada sistema que estudiemos.

El punto principal que ha sido visualizado aquí es que cuando el diagrama de bloques muestre el valor de la variable controlada siendo realimentada y comparada con la referencia, el sistema se denomina sistema de bucla cerrada. Como se estableció antes, dichos sistemas tienen la habilidad para tomar automáticamente una acción para corregir cualquier diferencia entre el valor real y el valor deseado, sin importar por qué ocurre la diferencia.

9-2 DIAGRAMAS Y NOMENCLATURA DE LOS SISTEMAS DE BUCLA CERRADA

9-2-1 Diagrama general de bloques de un sistema de bucla cerrada

En la Figura 9-3 se muestra un diagrama de bloques general más detallado el cual describe adecuadamente la mayoría de los sistemas de bucla cerrada.

Las ideas involucradas en este diagrama de bloques de un sistema general son las siguientes: Una cierta variable de proceso que está siendo controlada (temperatura, presión, velocidad de flujo de un fluido, concentración química, humedad, viscosidad, posición mecánica, velocidad me-

cánica, etc.) es medida y enviada a un comparador. El comparador, el cual podría ser mecánico, eléctrico o neumático, hace la comparación entre el valor medido de la variable y el valor de referencia, el cual representa el valor deseado de la variable. El comparador genera entonces una señal de error, la cual representa la diferencia entre el valor medido y el valor deseado. La señal de error se considera igual al valor medido menos el valor deseado, de modo que si el valor medido es demasiado grande, la señal de error es positiva, y si el valor medido es demasiado pequeño, la señal de error es de polaridad negativa. Esto está expresado en la ecuación:

$$\text{error} = \text{valor medido} - \text{valor de referencia.}$$

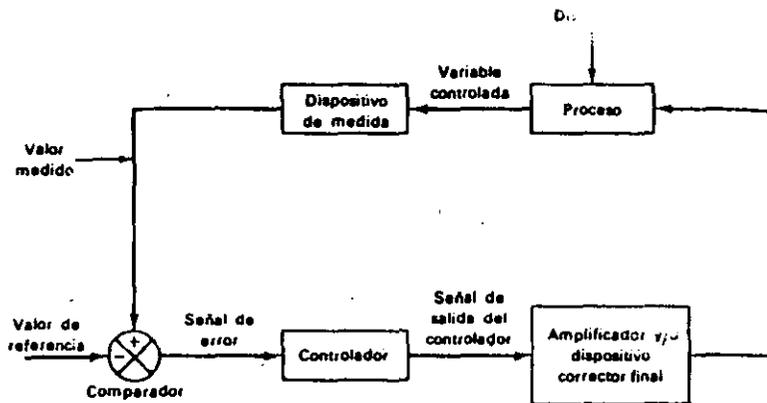


Figura 9-3. Diagrama de bloques clásico de un sistema de bucla cerrada. Este dibujo generalizado da los nombres de las partes principales (bloques) de un sistema de bucla cerrada. También da los nombres de las señales que se envían entre los diferentes bloques.

El controlador, el cual también puede ser eléctrico, mecánico o neumático, recibe la señal de error y genera una señal de salida. La relación entre la señal de salida del controlador y la señal de error depende del diseño y ajuste del controlador y es un tópico detallado de su estructura. Todos los controladores de bucla cerrada pueden clasificarse en cinco clases o modos de control. Entre estos modos, hay ciertas variaciones, pero estas variaciones no constituyen una diferencia esencial de control. El modo de control no depende de si el controlador es eléctrico, mecánico, o neumático; depende solamente de *que tan drásticamente* y de *qué manera* el controlador reacciona a una señal de error. Más precisamente, depende de la relación matemática entre la salida y la entrada del controlador (su entrada es la señal de error). Veremos en detalle los cinco modos de control en las Secciones 9-4 a 9-8.

La Figura 9-3 muestra que la salida del controlador es enviada a un dispositivo corrector final; puede ser necesaria una amplificación si la señal de salida del controlador no tiene la potencia suficiente para operar el dis-

positivo corrector final. El dispositivo corrector final es con bastante frecuencia, un motor eléctrico, el cual puede utilizarse para abrir o cerrar una válvula, mover algún objeto mecánico en una u otra dirección, o cualquier función similar. El dispositivo corrector final podría ser también una válvula solenoide, una válvula reguladora operada neumáticamente, o un SCR o triac para controlar la potencia en la carga en un sistema completamente eléctrico.

Un ejemplo de la necesidad de amplificación podría ser una situación en la cual la salida del controlador es una señal de bajo voltaje, baja corriente (como la que se obtendría de un puente de Wheatstone) y el dispositivo corrector final es un motor de 2 hp. Obviamente, la señal de baja potencia proveniente del puente de Wheatstone no puede manejar directamente el motor de 2 hp, de modo que deberá insertarse entre ellos un amplificador de potencia electrónico. En el Capítulo 10 exploraremos y estudiaremos los dispositivos correctores finales.

El dispositivo de medida en la Figura 9-3 podría ser una termocupla, una galga extensiométrica, un tacómetro, o uno cualquiera de los dispositivos que pueden tomar la medida de una variable. Con bastante frecuencia, el dispositivo de medida produce una señal de salida eléctrica (usualmente un voltaje) aun cuando esté midiendo una cantidad no-eléctrica. Los dispositivos de medida que lo hacen se denominan *transductores*. Veremos en detalle varios transductores en el Capítulo 11.

9-2-2 Nomenclatura utilizada en los sistemas de bucla cerrada

Desafortunadamente, los términos utilizados para describir qué sucede en un sistema de control de bucla cerrada no son universales. Veremos ahora varias palabras y frases utilizadas por diferente gente, y decidiremos cuáles de ellas usaremos.

Comenzando de la izquierda en la Figura 9-3, el término *valor de referencia* se denomina también "punto de referencia", "referencia", "valor deseado", "valor ideal", "comando", y "señal de referencia". En este libro utilizaremos el término *valor de referencia*.

El *comparador* se denomina también "detector de error", "detector de diferencia", etc. Utilizaremos el término *comparador*.

La *señal de error* se conoce también por los nombres "señal diferencia", "desviación", y "desviación del sistema". Utilizaremos *señal de error*.

El *dispositivo corrector final* también se denomina "elemento de corrección" y el "elemento motor". Utilizaremos *dispositivo corrector final*.

La *variable controlada* algunas veces se denomina "condición controlada", "variable de salida", "condición de salida", "variable de proceso", etc. Utilizaremos *variable controlada*.

El *dispositivo de medida* es también conocido por "dispositivo de detección", "detector", o "transductor". Utilizaremos *dispositivo de medida* en la mayoría de casos, pero cuando deseemos enfatizar la habilidad del dispositivo de medida para convertir una señal no-eléctrica en una señal eléctrica, utilizaremos *transductor*.

El *valor medido* con frecuencia se denomina el "valor real". Utilizaremos *valor medido*.

9-2-3 Características de un buen sistema de bucla cerrada

Parecería obvio que la medida de un "buen" sistema de control de bucla cerrada sea su habilidad para mantener el valor medido en estrecha concordancia con el valor de referencia. En otras palabras, un buen sistema reduce a cero la señal de error, o casi a cero. La diferencia final entre el valor medido y el valor de referencia que el sistema permite (que no puede corregir) usualmente se denomina *desbalance*. Por tanto un buen sistema tiene un desbalance bajo. Usamos ahora la palabra desbalance con un significado diferente al que tuvo cuando se aplicó a los *op amps* en el Capítulo 8.

Hay otras características de un sistema de bucla cerrada que son también importantes, en algunos casos más importantes que un desbalance bajo. Una de éstas es la velocidad de respuesta. Si ocurren circunstancias que saquen al valor medido de concordancia con el valor de referencia, un buen sistema debe restaurar rápidamente esta concordancia. A más rápida restauración, mejor el sistema.

Es posible diseñar sistemas que tengan un desbalance bajo y alta velocidad de respuesta pero a veces tienden a ser *inestables*. Inestable significa que el sistema produce grandes variaciones violentas en el valor de la variable controlada a medida que frenéticamente "busca" el valor apropiado de salida del controlador. Esto sucede porque el sistema sobreacciona a un error, de este modo produce un gran error en la dirección opuesta. Trata entonces de corregir el nuevo error y nuevamente sobreacciona yéndose a la otra dirección. Cuando esto sucede, se dice que el sistema está oscilando. La oscilación eventualmente se amortigua y el sistema establece el valor correcto de la variable controlada. Hasta cuando esto ocurra, el proceso efectivamente ha estado fuera de control, y podrían resultar malas consecuencias.

En ciertos casos las oscilaciones podrían no desaparecer del todo. Podrían en forma continua aumentar y aumentar hasta que el proceso está permanentemente fuera de control. Si el sistema de control es un sistema posicionador mecánico (servo sistema), estas oscilaciones podrían hacer que el mecanismo mismo oscilara y se destruyese.

Como puede verse, entonces, un buen sistema es aquel que es estable. A menos violencia en las oscilaciones de la variable controlada, más estable es, y mejor es el sistema.

9-3. EJEMPLOS DE SISTEMAS DE CONTROL DE BUCLA CERRADA

Normalmente es bastante fácil ver la correspondencia entre los componentes físicos reales y el diagrama de bloques generalizado de la Figura 9-3 cuando el sistema es un servo sistema. Para aprender a reconocer las funciones del diagrama de bloques de los componentes del sistema, consideraremos ahora algunos ejemplos de servo sistemas.

9-3-1 Servo mecanismo simple de cremallera y piñón

La Figura 9-4 muestra un sistema posicionador lineal. El indicador está amarrado a una cuerda delgada que rueda sobre una polea fija, alrededor de una polea móvil, y sobre otra polea fija y luego amarrada al objeto que debe posicionarse. El objeto está colocado sobre una cremallera cuyo piñón es manejado por el motor. Si el indicador se mueve a la izquierda en la escala, la polea móvil es levantada por la cuerda, haciendo que el contacto móvil del potenciómetro se mueva hacia arriba la misma cantidad. Cuando el contacto móvil del potenciómetro no está en el centro, el circuito puente desbalanceado entrega un voltaje de entrada al amplificador. La salida del amplificador hace girar el motor, el cual lleva el objeto hacia la izquierda. Cuando el objeto se ha movido la misma distancia que el indicador, la polea móvil regresa a su posición de reposo, y el contacto del potenciómetro queda de nuevo en el centro. El puente regresa a su condición de balance, produciendo cero voltaje de entrada al amplificador, lo cual para el motor.

Puede verse que siempre que el puente queda desbalanceado, enviará una señal de baja potencia al amplificador, el cual la amplificará para manejar el motor. El motor mueve el objeto controlado a una posición tal que el puente regrese a la posición de balance. Dado que el puente sólo está balanceado cuando la polea móvil se encuentre en su posición de reposo, el objeto controlado siempre se moverá exactamente la misma distancia que el indicador, debido a que solamente al hacer esto la polea móvil regresa a su posición de reposo.

En este sistema, la posición del indicador representa el valor de referencia. La posición del objeto representa la variable controlada. El conjunto cuerda y polea representa el comparador, siendo la posición instantánea de

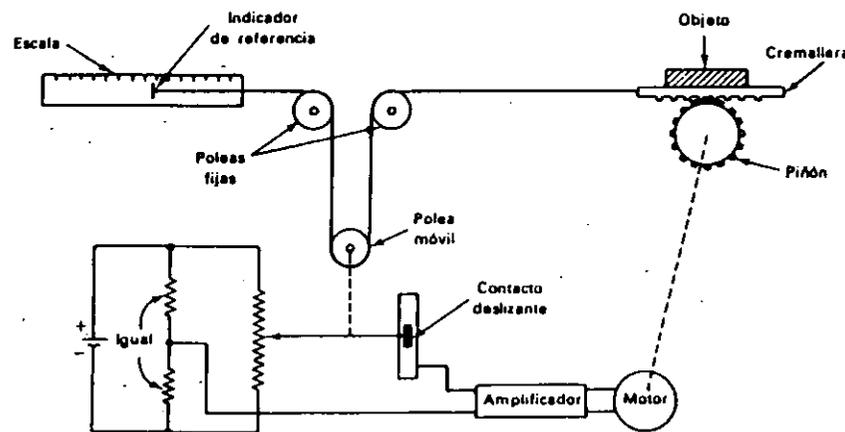


Figura 9-4 Sistema posicionador mecánico que utiliza una cremallera y un piñón. Este es un ejemplo simple de un servo mecanismo.

la polea la señal de error. El circuito puente es el controlador, y la señal de salida del controlador es el voltaje aplicado a la entrada del amplificador. El conjunto del motor con la cremallera y el piñón representan el dispositivo corrector final.

9-3-2 Máquina duplicadora de perfiles

La Figura 9-5 ilustra la misma idea aplicada a un mecanismo más elaborado. Este sistema es una máquina duplicadora de perfiles. La pieza patrón, o modelo, está ajustada a un soporte de montaje, así como la pieza virgen. El soporte de montaje es movido entonces lentamente hacia la izquierda. A medida que se mueve, la herramienta de corte movida por un motor, practica un perfil idéntico en la pieza de trabajo.

El sistema trabaja de la siguiente forma. El palpador rígido se mantiene cerrado contra el patrón por la acción de la tensión de un resorte colocado al lado derecho del pivote. A medida que el palpador se mueve hacia arriba y abajo, este movimiento es transmitido a la polea móvil por medio de la cuerda amarrada al lado derecho de la amarradura del palpador. Esta polea móvil está amarrada al contacto móvil del potenciómetro, a medida que la polea se mueve alejándose de su posición central, el puente se desbalancea. El puente desbalanceado maneja un amplificador el cual maneja un servo motor. El servo motor hace que la armazón se mueva arriba o abajo

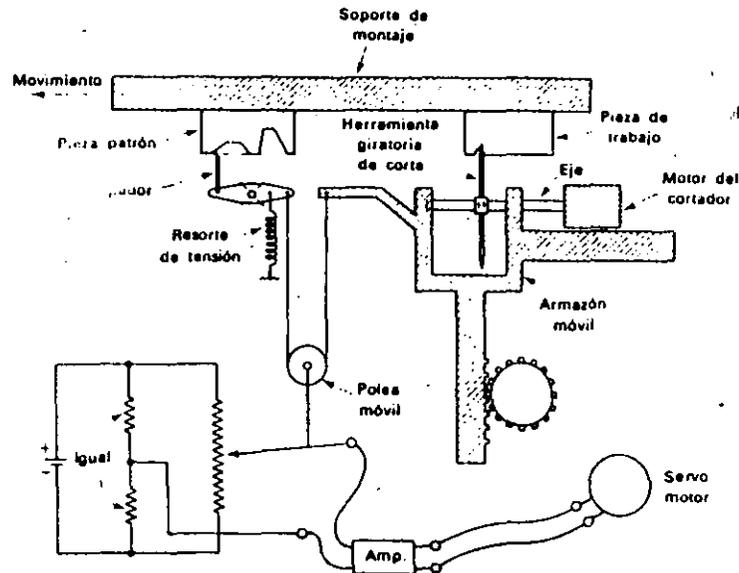


Figura 9-5. Máquina duplicadora de perfiles. Este es un ejemplo de servo-mecanismo.

la cantidad apropiada para conseguir que la polea móvil regrese a su posición central. A medida que se mueve la armazón, la herramienta giratoria de corte corta la pieza de trabajo. A medida que la herramienta de corte duplica la posición del palpador, el perfil cortado duplica el del patrón.

En este sistema realimentado, el valor de referencia es la profundidad del patrón, o posición del palpador. La variable controlada es la posición de la herramienta de corte, o, equivalentemente, la posición de la armazón móvil. Todas las otras partes del sistema ejecutan las mismas funciones del diagrama de bloques que las descritas en la Figura 9-4.

9-3-3 Sistema de control de temperatura con bimetal

La Figura 9-6 muestra un método popular para controlar temperatura el cual es utilizado en los sistemas de calefacción domésticos y en algunos sistemas industriales. La tira bimetal en forma de espiral es sumergida en el medio cuya temperatura se quiere controlar. Debido a que los dos metales que la forman tienen diferente coeficiente de dilatación, la espiral puede desenrollarse o enrollarse a medida que la temperatura de los metales cambia. Asumamos en este ejemplo que la tira espiral está construida con el metal de mayor coeficiente de dilatación en su interior, de modo que la espiral se desenrolla a medida que la temperatura aumenta. Unido al extremo de la espiral hay un interruptor de mercurio, un bulbo de vidrio sella-

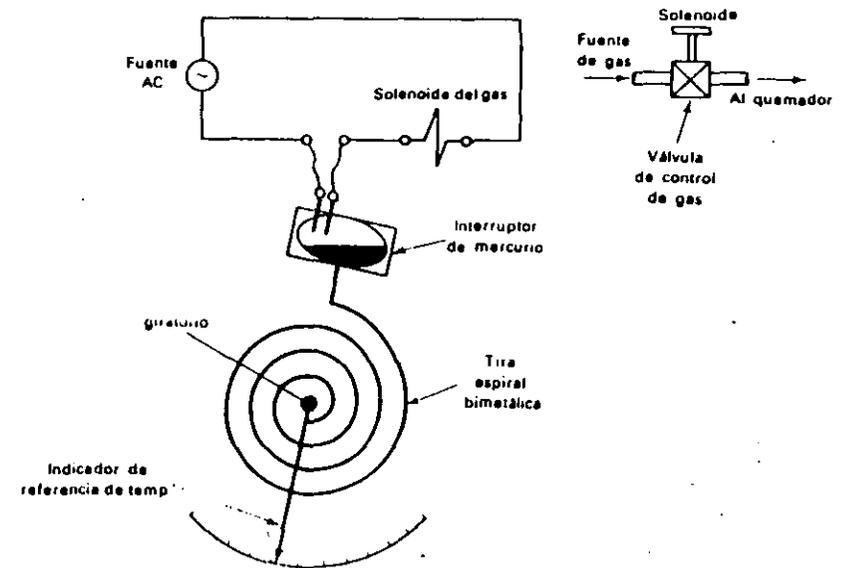


Figura 9-6. Sistema de bucla cerrada para controlar temperatura.

do que contiene mercurio líquido y dos electrodos. El mercurio, aun cuando es liquido bajo condiciones normales, es un metal y un excelente conductor eléctrico. Cuando el interruptor de mercurio se ladea hacia la derecha (rota en sentido de las manecillas del reloj) el mercurio se fluye hacia el lado derecho del bulbo y abre la conexión eléctrica entre los electrodos. Cuando el interruptor se ladea hacia la izquierda (rota en sentido contrario a las manecillas del reloj) el mercurio fluye hacia el lado izquierdo del bulbo y efectúa una conexión eléctrica entre los electrodos.

Cuando se abre el interruptor de mercurio, el solenoide del gas es desenergizado, y se cierra la válvula de control de gas, deteniendo el flujo de gas natural a través del tubo hacia el quemador. Cuando se cierra el interruptor de mercurio, energiza el solenoide del gas, abriendo la válvula de control de gas permitiendo que éste fluya hacia el quemador.

El eje al cual se encuentra unido el centro de la tira espiral bimetalica puede rotar. La posición de este eje determina la posición inicial de la tira espiral. La posición inicial de la tira espiral determina la temperatura deseada.

Veamos cómo trabaja el sistema. Si la temperatura está por debajo de la temperatura de control deseada, la tira espiral bimetalica tenderá a enrollarse. Esto hace que se cierre el interruptor de mercurio, energizando el solenoide del gas y encendiendo el quemador. A medida que la temperatura sube debido al calor entregado por la quema del gas natural, la espiral bimetalica se desenrolla. A una cierta temperatura, la tira se habrá desenrollado lo suficiente para abrir el interruptor de mercurio. Esto apaga el quemador. Con el quemador apagado, la temperatura desciende lentamente hasta hacer que la tira se enrolle lo suficiente para cerrar el interruptor de mercurio. El quemador se enciende de nuevo y vuelve a elevar la temperatura. El sistema continuará de esta forma para mantener la temperatura real cerca de la temperatura deseada.

El eje rotativo solidario al indicador de referencia conforma el valor de referencia en el diagrama de bloques generalizado. Para subir el valor de referencia, el indicador de referencia debe moverse a la derecha. El valor medido del diagrama de bloques es la cantidad que la tira espiral bimetalica se ha desenrollado. El comparador es el bulbo de mercurio; la posición del mercurio puede considerarse la señal de error. El mercurio en combinación con los electrodos forman el controlador. El dispositivo corrector final es la combinación válvula solenoide de gas y el quemador.

Su punto de vista podría ser que la válvula solenoide forma parte del controlador y que el quemador sólo representa el dispositivo corrector final. Este punto de vista también es razonable y podría adoptarse fácilmente. Esto nos pone de manifiesto que podría no existir una correspondencia uno a uno entre los componentes del sistema real y el diagrama de bloques generalizado de la Figura 9-3. La correspondencia puede ser bastante confusa.

9-3-4 Sistema de control de presión utilizando un motor-posicionador

Consideremos el sistema de control que se muestra en la Figura 9-7. La presión a un cierto punto de una cámara de proceso debe mantenerse a un

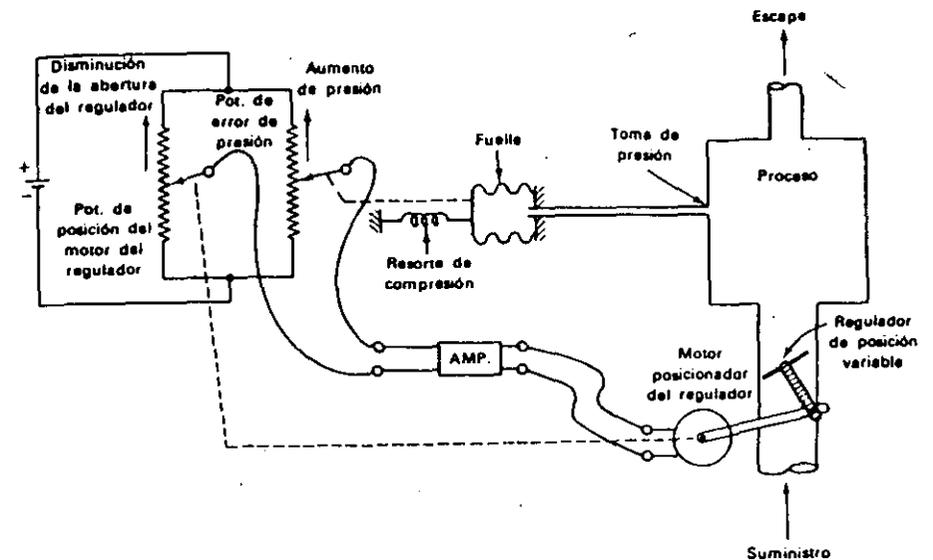


Figura 9-7: Sistema de bucla cerrada para controlar la presión de una cámara de proceso.

valor deseado. El método de ajuste es la posición variable de un regulador el cual es movido por un motor-posicionador de movimiento lento. Si el regulador en el ducto de entrada se abre un poco, la presión en la cámara tiende a aumentar. Si el regulador se cierra para restringir el flujo de entrada, la presión en la cámara tiende a bajar. Como comúnmente se hace, el motor del posicionador está manejado por un amplificador cuyo voltaje de entrada lo suministra un puente de Wheatstone.

La presión del proceso es detectada por un fuelle. A medida que la presión aumenta, el fuelle se expande, haciendo que su cara izquierda presione contra el resorte de compresión. El fuelle está unido al contacto móvil del potenciómetro de error de presión, de modo que a medida que la presión aumenta, el contacto móvil se mueve hacia arriba en la Figura 9-7. Por tanto si el sistema experimenta un disturbio que haga que la presión aumente por encima del valor deseado, el fuelle moverá hacia arriba el contacto móvil del potenciómetro de error de presión. Esto producirá un desbalance temporal del circuito del puente, de modo que se aplicará un voltaje a la entrada del amplificador.

El amplificador llevará al motor en la dirección correcta para mover hacia arriba el contacto móvil del potenciómetro de la izquierda. A medida que sucede esto el enlace del motor está cerrando el regulador. Cuando el movimiento del contacto del potenciómetro de la izquierda iguala el movimiento del contacto del potenciómetro de la derecha, el puente está balanceado de nuevo, y todos los movimientos se detienen. El regulador se detiene en una

posición de mayor cierre, de este modo limita el aumento de presión a una pequeña cantidad.

En este sistema el valor de referencia es el tornillo de ajuste del resorte de compresión, el cual puede alterar la fuerza que ejerce el resorte sobre la cara del fuelle. El dispositivo de medida es el fuelle mismo. Una baja presión produce la contracción del fuelle, moviéndose hacia su derecha; una alta presión induce la expansión del fuelle, moviéndose hacia su izquierda. El comparador es la combinación del resorte de compresión, el fuelle y el contacto móvil del potenciómetro. La posición del contacto móvil del potenciómetro representa la señal de error. Asumiendo que la posición media exacta significa cero error, entonces posiciones hacia arriba indican errores positivos (valor medido mayor que el valor de referencia) y posiciones hacia abajo indican errores negativos (valor medido menor que el valor de referencia).

La combinación del puente de Wheatstone, el amplificador y el motor posicionador pueden considerarse como el controlador. La posición variable del regulador es el dispositivo corrector final.

9-4 MODOS DE CONTROL EN SISTEMAS INDUSTRIALES DE BUCLA CERRADA

Como se mencionó en la Sección 9-2, la manera como el controlador reacciona a una señal de error es una indicación del modo de control. Es un poco difícil hacer una clasificación pormenorizada de los modos de control, pero generalmente se coincide en que hay cinco modos básicos, a saber:

- a. Todo o Nada
- b. Proporcional (P)
- c. Proporcional - Integral (PI)
- d. Proporcional - Derivativo (PD)
- e. Proporcional - Integral - Derivativo (PID)

La lista anterior está ordenada en orden de complejidad de los mecanismos y la circuitería involucrada. Es decir, el primer modo, Todo o Nada, es el más simple de implementar; a medida que nos movemos hacia abajo en la lista, la construcción física del controlador se vuelve más compleja. Naturalmente el modo más complejo de control es también el más difícil de entender.

En general, entre más difícil el problema de control, se debe ir más abajo en la lista para encontrar el modo apropiado de control. Sin embargo, en muchos procesos industriales el control necesario no es muy preciso; o la naturaleza del proceso podría ser tal que es fácil realizar un control preciso. En estas situaciones, los modos de control más simples son completamente adecuados. De hecho, el método más simple, Todo o Nada, es el más ampliamente utilizado. Es barato, confiable, y fácil de ajustar y mantener.

En este libro nos concentraremos en controles industriales eléctricos y electrónicos, de modo que los ejemplos específicos de los varios modos de control serán controladores eléctricos. Los principios involucrados son los mismos cuando se discuten controladores neumáticos, hidráulicos, o mecá-

nicos, aunque naturalmente los métodos de implementación son completamente diferentes.

En las secciones sucesivas de este capítulo, de la Sección 9-5 a la 9-9 estudiaremos cada uno de los cinco modos de control. Comenzaremos por el más simple hasta llegar al más complejo. Cada uno de los cinco modos se explica en términos de temperatura como la variable controlada. El control de temperatura es más fácil de visualizar que otras variables. Sin embargo, debemos tener presente que los principios discutidos en este capítulo son aplicables también al control de otras variables de proceso además de la temperatura.

9-5 CONTROL TODO O NADA

En el modo de *Todo o Nada*, el dispositivo corrector final tiene solamente dos posiciones o estados de operación. Por esta razón, el control Todo o Nada también se conoce como *control de dos posiciones* y también como *control bang bang*. Si la señal de error es positiva, el controlador envía el dispositivo corrector final a una de las dos posiciones. Si la señal de error es negativa, el controlador envía el dispositivo corrector final a la otra posición. El control Todo o Nada puede visualizarse convenientemente considerando como dispositivo corrector final una válvula operada por un solenoide, como la vista en la Sección 9-3-3. Cuando la válvula es operada por un solenoide, la válvula está completamente abierta o completamente cerrada; no hay una posición intermedia. Por consiguiente una válvula operada por un solenoide encaja perfectamente en un sistema de control Todo o Nada. La Figura 9-8(a) muestra un gráfico de la posición del dispositivo corrector final (porcentaje de abertura de la válvula) para un control Todo o Nada ideal. En esta figura, se considera la temperatura como la variable controlada, con el valor de referencia en 120°F. Como puede verse, si el valor medido de temperatura es menor que 120°F aún por una cantidad muy pequeña, la válvula es posicionada 100% abierta. Si el valor medido de temperatura es mayor que 120°F aún por una cantidad muy pequeña, la válvula es abierta al 0%, o completamente cerrada.

La Figura 9-8(b) muestra una gráfica típica de valor medido de temperatura versus tiempo, con la posición de la válvula dibujada contra el mismo eje de tiempo. Notemos que el valor real de temperatura tiende a oscilar alrededor del valor de referencia. Esta es una característica universal del control Todo o Nada. Este gráfico en particular muestra un sobrepaso de 4°F en la dirección positiva y un sobrepaso de 4°F en la dirección negativa. Estos valores particulares se han tomado al azar. El sobrepaso real depende de la naturaleza completa del sistema y podría ser diferente en las direcciones positiva y negativa (el sobrepaso positivo podría ser diferente del sobrepaso negativo).

El sobrepaso sucede porque el proceso no puede responder instantáneamente al cambio de posición de la válvula. Cuando la temperatura está aumentando, es debido a que la velocidad de entrada de calor es mayor que la velocidad de pérdida de calor en el proceso. Un corte rápido de la válvula no puede invertir instantáneamente esta tendencia, debido a que habrá

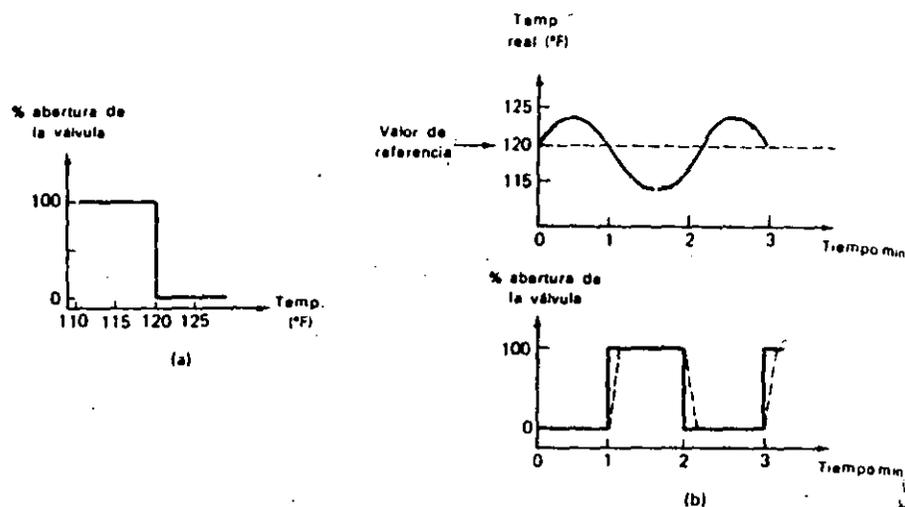


Figura 9-8. Gráficas concernientes al modo de control Todo o Nada. (a) Posición de la válvula versus temperatura medida, con un valor de referencia de 120°F. (b) Medida real de temperatura versus tiempo y abertura de la válvula versus tiempo. En la gráfica de abertura de válvula versus tiempo las líneas continuas son para válvulas de acción rápida y las líneas a trazos para válvulas de acción lenta.

calor residual almacenado en y alrededor del dispositivo calefactor el cual puede difundirse a través de la cámara de proceso. A medida que este calor residual se distribuye, temporalmente continúa haciendo aumentar la temperatura.

De la misma manera, una tendencia al descenso no puede invertirse instantáneamente porque se necesita un determinado tiempo para que se distribuya nuevo calor a través del proceso. Hasta cuando pueda ocurrir esta distribución, la tendencia al descenso continuará, produciéndose un sobrepaso negativo.

Para estar seguros, el sistema debe diseñarse para que mantenga una pequeña amplitud de las oscilaciones, pero tiende a producir una ocurrencia más frecuente. Esto agrava la otra desventaja del control Todo o Nada, como el desgaste del dispositivo corrector final producido por la frecuente operación. En este ejemplo específico, la válvula solenoide se desgastará más pronto si su frecuencia de apertura y cierre es más alta.

La gráfica de la posición de la válvula en la Figura 9-8(b) refleja el hecho que la válvula es abierta completamente cuando la temperatura está por debajo del valor de referencia y cerrada completamente cuando la temperatura está por encima del valor de referencia. Las líneas a trazos son para el caso en el cual la válvula no es una válvula de acción rápida. Esto se encuentra con frecuencia cuando la válvula es grande. Las válvulas grandes y pesadas no pueden ser operadas con éxito por medio de una acción rápida

y deben operarse lentamente. Un motorreductor y enlaces es el método más efectivo para accionar dichas válvulas.

9-5-1 Zona de actuación

Ningún controlador Todo o Nada puede exhibir la operación ideal gráfica en las Figuras 9-8(a) y (b). Todos los controladores Todo o Nada tienen una pequeña zona de actuación, la cual se ilustra gráficamente en la Figura 9-9(a).

La zona de actuación de un controlador Todo o Nada está definida como el más pequeño rango de valores medidos que debe atravesar para hacer que el dispositivo corrector vaya de una posición a la otra. La zona de actuación está definida específicamente para un controlador Todo o Nada; no tiene significado una zona de actuación en los otros modos de control. Usualmente se expresa como un porcentaje de la plena escala.

La zona de actuación es una expresión del hecho que el valor medido debe pasar por encima del valor de referencia cierta pequeña cantidad (la señal de error debe alcanzar un cierto valor positivo) para poder cerrar la válvula. Igualmente, el valor medido debe caer por debajo del valor de referencia cierta pequeña cantidad (la señal de error debe alcanzar un cierto

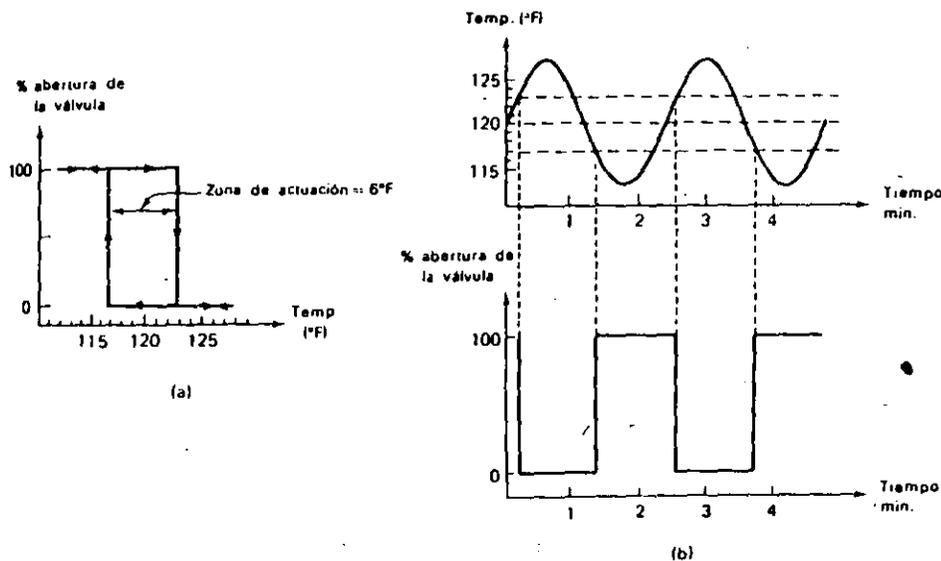


Figura 9-9. Gráficas que ilustran la zona de actuación en un control Todo o Nada. (a) Abertura de la válvula versus tiempo. El valor de referencia es 120°F, y la zona de actuación es 6°F. (b) Medida real de temperatura versus tiempo y posición de la válvula versus tiempo, con una zona de actuación 6°F.

valor negativo) para poder abrir la válvula. En el ejemplo dado en la Figura 9-9, la medida real de temperatura debe pasar 3°F por encima del valor de referencia para cerrar la válvula, y debe caer 3°F por debajo del valor de referencia para abrir la válvula. Por tanto el cambio más pequeño posible de temperatura que puede accionar la válvula de abierto a cerrado es 6°F. La zona de actuación es entonces 6°F.

La zona de actuación puede expresarse también como un porcentaje de la plena escala del controlador. Si el controlador tiene un rango de, digamos 60°F a 300°F, entonces el tamaño de este rango sería 240°F (300°F-60°F). Una temperatura de 6°F representaría un 2,5% de la totalidad del rango de control, dado que:

$$\frac{6^\circ\text{F}}{240^\circ\text{F}} = 0,025 = 2,5\%$$

Por tanto en este caso la zona de actuación podría expresarse como un 2,5% en lugar de 6°F.

El efecto práctico de la zona de actuación se muestra en el gráfico de tiempo de la Figura 9-9(b). Como puede verse la amplitud de la oscilación es más grande, pero la frecuencia de oscilación es más pequeña. Entonces la zona de actuación es una desventaja y una ventaja. Es una desventaja porque el valor medido instantáneo puede tratar de alejarse del valor de referencia, pero es una ventaja porque se reduce el desgaste del dispositivo corrector.

En muchos controladores Todo o Nada, la zona de actuación es fija. En tal caso, usualmente es menor que un 2% de la plena escala. Algunos controladores Todo o Nada tienen una zona de actuación ajustable de modo que el usuario puede seleccionar la cantidad que desee para su aplicación.

Si está familiarizado con circuitos y materiales magnéticos, reconocerá que la zona de actuación de un controlador Todo o Nada tiene el mismo efecto que la histéresis en un núcleo magnético. En general, cuando el sitio de conmutación de la variable dependiente depende no solo del valor de la variable independiente sino también de su *dirección de aproximación*, decimos que existe histéresis. Recordemos que también hablamos de histéresis en el Capítulo 5 en el control de potencia con triacs. En magnetismo, la variable dependiente es la densidad de flujo (B), y la variable independiente es la fuerza magnetomotriz (H). En el modo de control Todo o Nada la variable dependiente es la posición del dispositivo corrector final. (La válvula en una cualquiera de las posiciones abierta o cerrada), y la variable independiente es la señal de error.

Un buen ejemplo de un controlador Todo o Nada es el sistema de control de temperatura que utiliza la tira espiral y el interruptor de mercurio es la Sección 9-3-3. Mostraremos otros sistemas de control Todo o Nada en el Capítulo 12.

9-6 CONTROL PROPORCIONAL

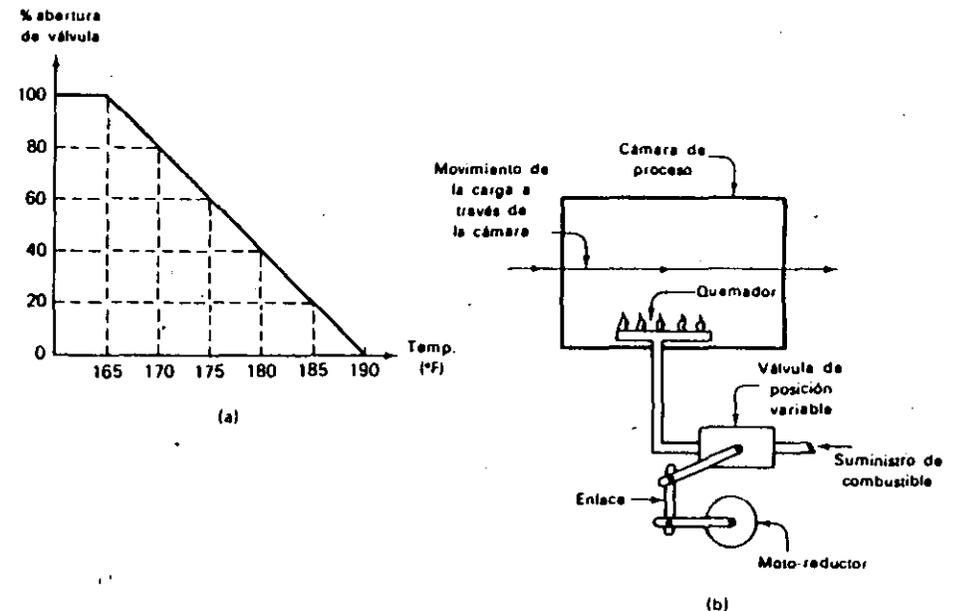
En el modo de control proporcional, el dispositivo corrector final no es forzado a tomar toda o ninguna posición. En lugar de esto, tiene un rango conti-

nuo de posiciones posibles. La posición exacta que toma es *proporcional* a la señal de error. En otras palabras, la salida del bloque controlador es *proporcional* a su entrada.

9-6-1 Banda proporcional

Asumamos que el dispositivo corrector final es una válvula de posición variable controlada por un moto-reductor lento y unos enlaces, podemos ilustrar los efectos del control proporcional dibujando un gráfico de porcentaje de abertura de la válvula versus temperatura. En la Figura 9-10(a) está hecho. Para visualizar lo que está sucediendo, imaginemos que la válvula está controlando el flujo de combustible a un quemador. Este conjunto está ilustrado esquemáticamente en la Figura 9-10(b). Cuando la abertura de la válvula es grande, se entrega más combustible, y más calor se libera en el proceso. Por tanto tiende a aumentar la temperatura del proceso. Cuando es pequeña la abertura de la válvula, menos combustible se entrega al quemador, y la temperatura del proceso tiende a bajar.

Figura 9-10. El modo de control proporcional. (a) Gráfica de posición de la válvula versus temperatura. La posición de la válvula es *proporcional* a la señal de error. (b) Distribución del sistema de control.



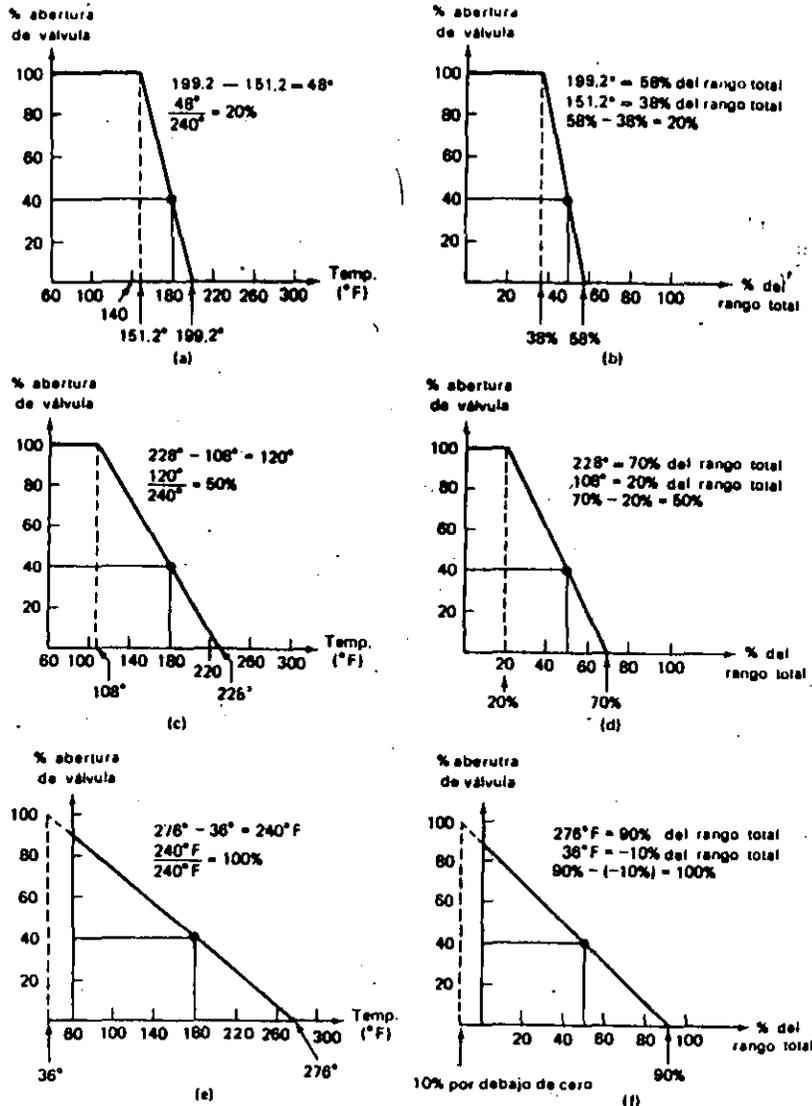


Figura 9-11. Gráficas de porcentaje de abertura de válvula versus temperatura y también versus porcentaje del rango total de control. (a) Banda proporcional = 20%. Abertura de válvula graficada versus temperatura. (b) Banda proporcional = 20%. Abertura de válvula graficada versus porcentaje del rango total de control. (c) Banda proporcional = 50%. Abertura de válvula graficada versus temperatura. (d) Banda proporcional = 50%. Abertura de válvula graficada versus porcentaje del rango total de control. (e) Banda proporcional = 100%. Abertura de válvula graficada versus temperatura. (f) Banda proporcional = 100%. Abertura de válvula graficada versus porcentaje del rango total de control.

horizontal de temperatura en la Figura 9-11(a). Mas allá de esta temperatura, se pierde el control porque la válvula ha llegado a su limite. Sin embargo, con la válvula completamente cerrada y por consiguiente no entra combustible al quemador en la Figura 9-10, la temperatura es forzada a caer y a regresar hacia los 180°F.

Para demostrar que la representación mostrada en la Figura 9-11(a) constituye una banda proporcional del 20%, miremos los cálculos que se muestran cerca a dicha gráfica. El rango de temperatura que hace que la válvula pase de abertura completa a cierre completo es de 151,2°F a 199,2°F, lo cual es un intervalo de 48°F. Un intervalo de 48°F representa un 20% del rango total del controlador, dado que:

$$\frac{48^\circ\text{F}}{240^\circ\text{F}} = 0,2 = 20\%$$

Por tanto la Figura 9-11(a) representa una banda proporcional del 20%.

Para ilustrar como se han hecho los cálculos de porcentaje en las gráficas del lado derecho, a saber, las Figuras 9-11(b), (d), y (f), veamos como se calcularon los valores 58% y 38% en la Figura 9-11(b).

La temperatura de 199,2°F es 139,2°F mayor que el menor valor de temperatura en el rango del controlador (60°F). Es decir,

$$199,2^\circ\text{F} - 60^\circ\text{F} = 139,2^\circ\text{F}$$

Para calcular qué porcentaje es este valor del rango total del controlador, decimos:

$$\frac{139,2^\circ\text{F}}{240^\circ\text{F}} = 0,58 = 58\%$$

Por tanto el porcentaje del rango total del controlador que hace que la válvula pase a un cierre completo es 58%, y está marcado específicamente en el eje horizontal de la Figura 9-11(b).

Los cálculos anteriores se repiten para la posición de *abertura completa*:

$$151,2^\circ\text{F} - 60^\circ\text{F} = 91,2^\circ\text{F}$$

$$\frac{91,2^\circ\text{F}}{240^\circ\text{F}} = 0,38 = 38\%$$

El porcentaje exigido del rango total del controlador que hace que la válvula pase a una abertura completa es por consiguiente 38%, y está marcado específicamente en el eje horizontal de la Figura 9-11(b).

Como manera de asegurarnos si ha comprendido el significado de banda proporcional, podría verificar los cálculos que se dan a continuación en la Figura 9-11(d) para una banda proporcional del 50%. Luego podría efectuar los cálculos apropiados a la Figura 9-11(f) y verificar los valores marcados en el eje horizontal de la Figura 9-11(f).

En las Figuras 9-11(e) y (f) que son para una banda proporcional del 100%, las líneas se han *extrapolado* por debajo de 60°F. La extrapolación se ha dibujado a trazos porque dicha medida de temperatura es imposible; el controlador no puede detectar temperaturas por debajo de 60°F. Sin embargo, es conveniente imaginar de cualquier manera estas temperaturas porque facilitan los cálculos para demostrar la banda proporcional. En una situa-

La Figura 9-10(a) muestra la relación proporcional entre el porcentaje de abertura de la válvula y la señal de error. Estudiemos cuidadosamente esta gráfica. Para comenzar, imaginemos que el valor de referencia es actualmente 180°F. Además, asumamos que la temperatura del proceso es mantenida en 180°F con una abertura de válvula del 40%. No habría manera de saber el porqué de esto, dado que el porcentaje de abertura de válvula necesario para mantener los 180°F dependería de muchas condiciones impredecibles del proceso. Cosas tales como la temperatura ambiente, la velocidad de absorción de calor por la carga, la presión de suministros de combustible, la capacidad calorífica del combustible, etc. tendrían un efecto sobre qué abertura de válvula sería necesaria. Por tanto simplemente *asumamos* que un 40% de abertura es correcto.

Ahora, si sucede algo que haga que cambie el valor medido de temperatura, la válvula asumirá una nueva posición de acuerdo con el gráfico de la Figura 9-10(a). Si por alguna razón la temperatura cayese a 175°F, la válvula deberá abrirse al punto del 60%. Esto producirá el consiguiente aumento de temperatura a 180°F. Si la caída original de temperatura fuese más drástica, digamos a 170°F, la válvula deberá abrirse a un 80%. Por tanto el controlador responde no sólo al hecho que el valor medido de temperatura fuese bajo; sino también a la *cantidad* de error. Entre más serio sea el error, más drástica es la acción de corrección. Esta es la diferencia esencial entre el control proporcional y el control Todo o Nada.

En esta situación la palabra proporcional es aplicada correctamente porque la cantidad de corrección introducida está en proporción con la cantidad de error. Cuando el error es 5°F (valor medido de 175°F), la válvula pasa de un 40% de abertura a un 60%; esto significa que recorre un 20% de su rango total. Si el error es dos veces más grande, a saber, 10°F (valor medido de 170°F), la válvula pasará de un 40% de abertura a un 80%, o recorre un 40% de su rango total. Entonces la acción de corrección es también dos veces más grande cuando el error es dos veces más grande. En general, un determinado cambio porcentual en el error ocasiona un correspondiente cambio porcentual en la posición de la válvula.

En el ejemplo mostrado en la Figura 9-10(a), una medida de temperatura de 165°F o menos hace que la válvula se abra en un 100%, y una medida de temperatura de 190°F o más hace que la válvula se abra en un 0%. La diferencia entre estos dos puntos se denominan *banda proporcional de control*. En este caso la banda proporcional es de 25°F. Dentro de la banda, la respuesta de la válvula es proporcional al cambio de temperatura; fuera de la banda la respuesta de la válvula cesa porque ha alcanzado sus límites.

Usualmente, la banda proporcional se expresa como un porcentaje de la totalidad del rango del controlador. Si el valor de referencia del controlador puede ajustarse en cualquier sitio entre 60°F y 300°F, como asumimos antes, se tiene un rango de ajuste de 240°F. La banda proporcional expresada en porcentaje daría:

$$\frac{25^\circ\text{F}}{240^\circ\text{F}} = 0,104 = 10,4\%$$

La definición formal de banda proporcional es la siguiente: Banda proporcional es el porcentaje del rango total del controlador en el cual el valor medido de temperatura en orden de producir que el dispositivo de corrección cambie en un 100%. La mayoría de los controladores proporcional tienen

una banda proporcional ajustable, usualmente comprendida entre poco porcentaje a no muchos cientos por ciento.

Las Figuras 9-11(a) a (f) son representaciones gráficas de diferentes ajustes de la banda proporcional, cada par de gráficas tiene como base grados Fahrenheit y como base un porcentaje del rango total del controlador. Cualquier par de gráficas dibujada una a continuación de otra están dibujadas para el mismo porcentaje de banda proporcional, pero la de la izquierda está graficada versus temperatura y la de la derecha versus porcentaje del rango total del controlador. Es decir, la gráfica de la Figura 9-11(a) muestra el porcentaje de abertura de válvula versus *temperatura* para una banda proporcional del 20%, mientras que la gráfica de la Figura 9-11(b) muestra el porcentaje de abertura de válvula versus *porcentaje del rango total del controlador*, también para una banda proporcional del 20%.

Las gráficas de las Figuras 9-11(c) y (d) muestran lo mismo pero para una banda proporcional del 50%. Las gráficas de las Figuras 9-11(e) y (f) muestran nuevamente lo mismo pero para una banda proporcional del 100%.

En todos los casos, el rango del controlador se asume de 60°F a 300°F, lo cual proporciona un rango total de 240°F. En todas estas gráficas el eje vertical indica porcentaje de abertura de válvula, tal como se estableció antes.

En todas las gráficas tácitamente asumimos que el valor medido de temperatura se va a mantener al valor de referencia de 180°F con un 40% de abertura de válvula hasta cuando se produzca un disturbio lo cual altera la medida de temperatura.

Estas gráficas merecen un estudio cuidadoso. Estudiando y entendiendo completamente los números específicos indicados en estas gráficas, podemos alcanzar un conocimiento sólido del significado de banda proporcional.

Veamos paso a paso la interpretación de la gráfica de la Figura 9-11(a):

- Si la medida de temperatura es 180°F, la válvula tomará la posición correspondiente a 40% de abertura.
- Si la temperatura cae por debajo de 180°F, la válvula comenzará a abrirse más. Por ejemplo, a 172°F, la válvula estará casi al 57% de abertura. A 164°F, la válvula estará casi al 73% de abertura. Estos puntos pueden leerse de la gráfica. Cuando la temperatura medida caiga a 151,2°F, la válvula estará al 100% de abertura. Cualquier caída posterior de temperatura por debajo de este punto no producirá la correspondiente acción de corrección, dado que la válvula ha alcanzado su límite. (Afortunadamente, si el sistema está diseñado adecuadamente, la temperatura debería ser capaz de recobrar desde este nivel y comenzar a regresar cerca a los 180°F con un 100% de abertura de la válvula). La temperatura que produce una cobertura del 100% (151,2°F) está marcada específicamente en el eje horizontal de temperatura en la Figura 9-11(a).
- Si por cualquier razón la temperatura medida monta por encima de los 180°F, la válvula comenzará a cerrarse a menos del 40% de abertura. Por ejemplo, si la temperatura alcanzase 188°F, la válvula se cerraría a casi un 23% de abertura, en un esfuerzo para tratar de regresar la temperatura a 180°F. Si de alguna manera la temperatura alcanzase 199,2°F, la válvula se cerrará completamente, estará a un 0% de abertura. La temperatura exacta que produce una cobertura del 0% está marcada específicamente en el eje

ción real, esto significaría que la válvula no puede abrirse nunca hasta el 100%. El error necesario para abrir la válvula hasta allá está fuera del rango del controlador. La posición máxima de la válvula en esta situación sería del 90% de abertura. Puede chequear y verificar los cálculos que se presentan a continuación de las Figuras 9-11(e) y (f).

Variaciones en las condiciones del proceso. En todas las gráficas de la Figura 9-11 hemos asumido que el valor de referencia de temperatura de 180°F puede conseguirse con una abertura de válvula del 40%. Recordemos que esto podría cambiar drásticamente a medida que cambien las condiciones del proceso. Por ejemplo, se requeriría una abertura de válvula del 65% para mantener la temperatura en 180°F bajo condiciones mayores de carga; aun podría necesitarse una abertura de válvula del 90% bajo condiciones de gran carga. Si estas condiciones diferentes de carga existen realmente, las pendientes de las líneas permanecerían inalteradas, pero su localización horizontal en la gráfica cambiaría. Esta idea está ilustrada en la Figura 9-12 para una banda proporcional del 20%.

Veamos la interpretación de las gráficas de la Figura 9-12. La gráfica de la izquierda es para una abertura de válvula del 40% para producir una temperatura medida de 180°F, y es justamente una repetición de la gráfica de la Figura 9-11(a). La gráfica del centro de la Figura 9-12 es para una situación en la cual las condiciones del proceso han cambiado de modo que se necesita una abertura de válvula del 65% para producir una temperatura de 180°F. Notemos que la línea de temperatura de 180°F interseca la gráfica central en un 65% de abertura de válvula.

La gráfica central indica que la válvula estará completamente abierta a 163,2°F y completamente cerrada a 211,2°F. La banda proporcional de temperaturas es todavía 48°F, lo cual es un 20% del rango total del controlador. Lo único diferente entre las gráficas de la izquierda y del centro es la localización horizontal.

La gráfica de la derecha en la Figura 9-12 es para una situación en la cual las condiciones del proceso han cambiado más drásticamente, de modo que se necesita una abertura de válvula del 90% para producir una temperatura real de 180°F. Notemos que la línea de temperatura de 180°F interseca la gráfica de la derecha en un 90% de abertura de válvula.

En la gráfica de la derecha, la temperatura de apertura total es 175,2°F, y la temperatura de cierre total es 223,2°F. La banda de temperaturas es todavía 48°F, y la banda proporcional es por consiguiente todavía del 20%.

9-6-2 Los efectos del control proporcional

Discutamos ahora los efectos de control utilizando un modo de control proporcional. Como era de esperarse, elimina la oscilación permanente que siempre acompaña al control Todo o Nada. Podría haber una oscilación temporal hasta que el controlador se acomode en la temperatura final de control, pero eventualmente la oscilación desaparece si se ajusta apropiadamente la banda proporcional. Sin embargo, si la banda proporcional se escoge muy pequeña, de todos modos pueden ocurrir oscilaciones, porque una banda proporcional muy pequeña hace que el control proporcional opere de la misma forma que un control Todo o Nada. Piense cuidadosamente en esta frase. Si entiende que significa banda proporcional, entenderá por qué es verdadera esta afirmación.

Podemos ver que el modo de control proporcional tiene una ventaja importante sobre el control Todo o Nada. Elimina la constante oscilación alrededor del valor de referencia. Con esto proporciona un control de temperatura más preciso, y reduce el desgaste y rotura de la válvula. La válvula de posición variable se mueve solamente cuando sucede algún tipo de disturbio al proceso, y siempre se mueve de una forma menos violenta que una válvula de acción rápida. Su esperanza de vida es por consiguiente mayor que la de una válvula solenoide de acción rápida.

La Figura 9-13 muestra algunas respuestas típicas de un controlador proporcional de temperatura a un disturbio en la carga. En cada caso en la Figura 9-13, ha ocurrido un disturbio en la carga el cual tiende a bajar la temperatura. La Figura 9-13(a) muestra la respuesta para una banda proporcional angosta (10%). La aproximación del control es rápida, pero una vez allí, la temperatura oscila un poco antes de estabilizarse.

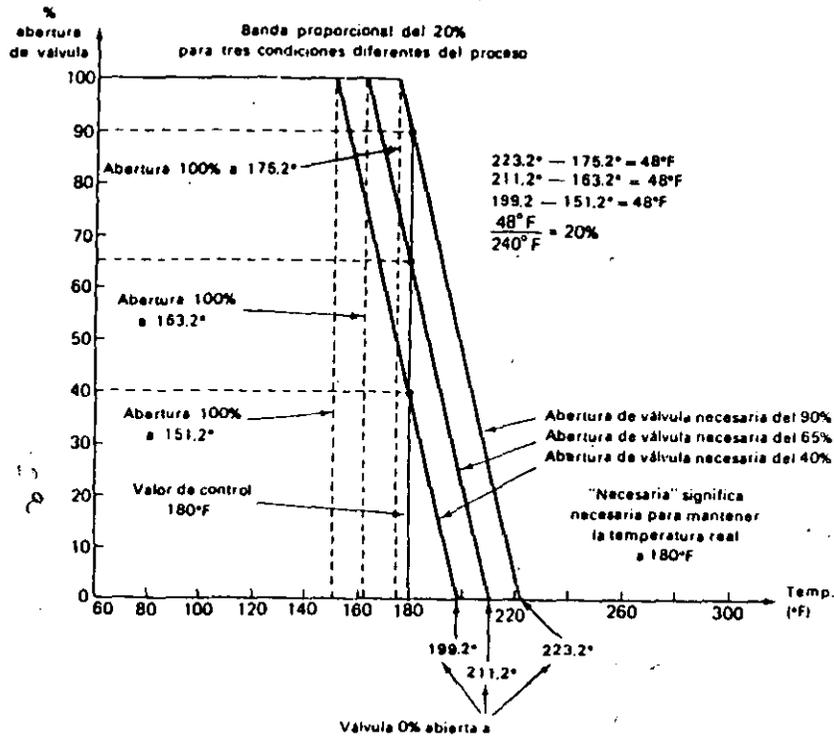


Figura 9-12. Gráficas de apertura de válvula versus temperatura con una banda proporcional del 20% para tres condiciones diferentes del proceso.

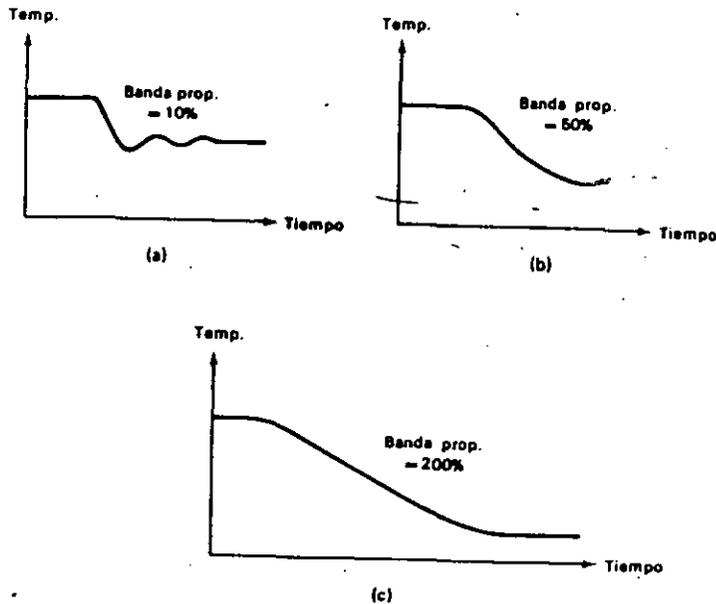


Figura 9-13. Gráficas de temperatura versus tiempo después de un disturbio en la carga. (a) Banda proporcional estrecha (10%). (b) Banda proporcional mediana (50%). (c) Banda proporcional amplia (200%).

En la Figura 9-13(b) una banda proporcional mediana produce una aproximación lenta al valor de control, y casi elimina la oscilación.

La operación de una banda proporcional grande (200%) se muestra en la Figura 9-13(c). El tiempo necesario para que el sistema alcance el valor de control es largo, pero una vez allí, la temperatura no experimenta ninguna oscilación.

Si pone especial atención al significado de las gráficas en la Figura 9-13, podría intranquilizarse. Los gráficos de temperatura versus tiempo en la Figura 9-13 muestran que después de un disturbio en la carga la medida real de temperatura *no regresa a su valor original de control*.

Una expectativa razonable de un controlador de temperatura es que regrese la temperatura real al valor de referencia después de un cambio en la carga. La Figura 9-13 muestra que un controlador proporcional no lo hace. Además, a mayor banda proporcional, mayor es la diferencia entre los dos valores de control antes y después del disturbio.

Para entender porqué esto es así, imaginemos nuevamente que el controlador proporcional mantiene una temperatura de control de 180°F con la válvula de control en un 40% de abertura. Si ocurre un disturbio el cual haga descender la temperatura (por ejemplo un aumento en la velocidad de pérdida de calor en las paredes de la cámara), la válvula se abrirá. El aumento de combustible tenderá a llevar la temperatura de nuevo

a los 180°F, pero no podrá recuperarse totalmente, porque el aumento de flujo de combustible es ahora un requerimiento permanente. La válvula de control debe *permanecer permanentemente más abierta* para satisfacer el aumento solicitado de calor de entrada. Dado que el porcentaje de abertura de la válvula es proporcional a la señal de error, un aumento permanente de la abertura de la válvula sólo puede suceder si hay un incremento permanente del error.

Viéndolo de otra manera, no podemos esperar que la temperatura se recobre completamente a 180°F, porque si sucediese, la válvula retornaría a la abertura del 40% tal como estaba antes que aumentase la demanda de calor. Si la válvula está en la misma posición anterior, ¿cómo podría satisfacer la demanda del proceso de más entrada de calor?

De cualquier manera que lo veamos, la temperatura no puede recobrase completamente a su nivel antes del disturbio. Con una banda proporcional estrecha, la recuperación es más cercana, porque toma solamente un pequeño incremento de error para producir un gran cambio en la posición de la válvula. Por tanto un aumento en la demanda de calor puede suministrarse con la introducción de un error permanente muy pequeño. Por otro lado, si la banda proporcional es ancha, necesita un error relativamente grande para producir la cantidad necesaria de cambio en la posición de la válvula. Por tanto un aumento en la demanda de calor sólo puede ser suministrado introduciendo un error permanente grande. Estas ideas están ilustradas en la Figura 9-13; la banda proporcional más ancha crea el mayor error permanente.

Estos serios defectos del modo de control proporcional significan que el control proporcional no es muy útil excepto en ciertos pocos tipos de procesos. Como afirmación general, podríamos decir que el control proporcional trabaja bien solamente en sistemas donde los cambios en el proceso son muy pequeños y lentos. Ayuda si el disturbio ocurre lentamente, porque entonces la banda proporcional puede ajustarse bastante estrecha, dado que no se produce mucha oscilación por un cambio *lento* en el proceso. La sola objeción a una banda proporcional estrecha es que podría causar oscilaciones al controlador de temperatura. Si es posible ajustar la banda proporcional fina y estrecha, puede mantenerse pequeño el error permanente.

9-6-3 Desbalance en control proporcional

Hemos considerado la falla en el retorno de la temperatura real a su valor original de control después de un disturbio en el sistema. Sin embargo, hemos abordado a propósito de error de temperatura controlada después del disturbio. En otras palabras, no nos hemos hecho la pregunta "¿Está la medida de temperatura real en concordancia con el valor de referencia *antes* que suceda el disturbio al sistema?". La respuesta a esta pregunta es "probablemente no". Hay solamente un único conjunto de circunstancias bajo las cuales un controlador proporcional puede siempre producir una exacta concordancia entre el valor medido de temperatura y el valor de referencia. La fortuna de que coincida tal conjunto de circunstancia es remota. Veamos porqué.

El diseño de controladores de temperatura reales es tal que absolutamente cero señal de error produce un 50% de abertura de la válvula de con-

rol (esto puede ser alterado por el usuario, pero consideremos que es exactamente el 50%). Es deseable el valor del 50% de modo que el controlador dispone de máximas correcciones iguales en ambas direcciones. Es decir, tiene tanta habilidad de corrección tanto para errores positivos como negativos. Ahora, bajo un conjunto dado de condiciones del proceso, una abertura de válvula del 50% producirá una temperatura dada fija que realmente ocurre en el proceso. Si el valor de referencia coincide con esta temperatura particular, entonces el controlador mantendrá la abertura de válvula en el 50% cuando el error sea cero, y una abertura del 50% hará que el valor medido coincida exactamente con el valor de referencia.

Por ejemplo, imaginemos un conjunto de condiciones del proceso tal que hacen que la temperatura se estabilice exactamente en 700°F cuando la válvula de control está colocada a un 50% de abertura. Si sucede que queremos un valor de referencia de 700°F exactamente (lo cual es una fantástica coincidencia), entonces veamos qué sucederá. La temperatura subirá hacia los 700°F. Con una medida de temperatura por debajo de 700°F, el error será negativo, y la válvula abrirá más que el 50% de abertura. A medida que la medida real de temperatura se acerca a los 700°F, el error se vuelve más pequeño y más cercano al 50% de abertura es la abertura de la válvula. Al punto donde la medida de temperatura logre exactamente 700°F, el error será cero, y la válvula se posicionará exactamente al 50% de abertura. Dado que una abertura del 50% es justo lo necesario para mantener una temperatura de 700°F, no hay cambio adicional de temperatura, y el sistema controla a dicho valor.

Tengamos presente que es el único valor de referencia posible al cual el controlador podría producir una concordancia exacta. En cambio, si el valor de referencia fuese 705°F, la válvula tendría que abrirse más del 50% (digamos 50,2%) para alcanzar dicha temperatura. Para una abertura de la válvula del 50,2%, la señal de error deberá ser no cero. El error, en este caso, sería un pequeñísimo valor negativo. Entonces la medida de la temperatura real nunca podría subir exactamente a 705°F y se detendría alrededor de 704,9°F para mantener el error necesario para que la válvula permanezca abierta más del 50%.

Desde luego, y con una suerte normal, el valor de referencia que nosotros queremos será bastante diferente del valor de temperatura estable al 50% de abertura de válvula, de modo que el error permanente será mayor que el 0,1°F sugerido antes. Como ejemplo típico, si el valor de referencia fuese 950°F, la válvula debería finalmente abrir hasta un 75%, con el punto de control a 944°F. Los 6°F de diferencia permanente entre el valor de referencia y el valor de control se denomina *desbalance*. Entre más lejos se encuentre el valor de referencia de la temperatura de 50% de abertura, peor será el desbalance.

La idea del desbalance se muestra gráficamente en la Figura 9-14. En la Figura 9-14(a) en el primer valor de referencia existe un cierto desbalance. Cuando el valor de referencia se cambia en la misma dirección del primer desbalance, el nuevo valor de referencia resulta con un desbalance peor.

En la Figura 9-14(b), cuando se cambia el valor de referencia en la dirección contraria al primer desbalance, el nuevo valor de referencia produce un mejor (más pequeño) desbalance.

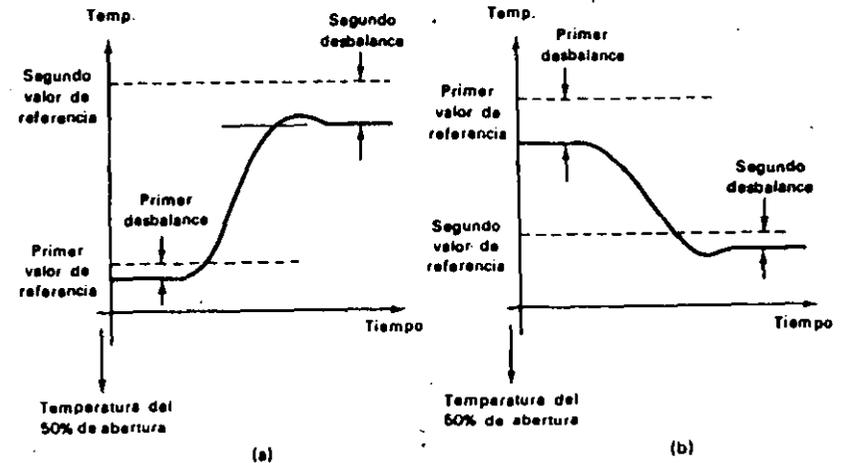


Figura 9-14. Gráficas de temperaturas versus tiempo que ilustran el problema del desbalance en control proporcional. En ambas gráficas se asume que la válvula está abierta más del 50%. (a) El desbalance empeora (más grande) cuando el valor de referencia se mueve por encima más lejos de la temperatura del 50% de abertura. (b) El desbalance mejora (más pequeño) cuando el valor de referencia se mueve cercano a la temperatura del 50% de abertura.

9-6-4 Controlador eléctrico proporcional de temperatura

En la Figura 9-15 se ilustra un ejemplo de un controlador proporcional de temperatura. Dos potenciómetros iguales están conectados en configuración puente, con los centros de ambos potenciómetros aterrizados. El potenciómetro de la derecha se denomina *pot de error*, y el potenciómetro de la izquierda del puente se denomina *pot de posición de la válvula*. Asumamos por el momento que el ajuste de la banda proporcional está completamente fuera (cortocircuitado). Entonces a cada posición que asuma el contacto móvil del pot de error, el contacto móvil del pot de posición de la válvula asumirá la misma posición. Por ejemplo si el contacto del pot error se mueve hacia arriba 200Ω, el puente desbalanceado entregará una señal al amplificador electrónico. Este operará el motor en dirección tal que el contacto del pot de posición de la válvula se moverá hacia arriba. Cuando el contacto del pot de posición de la válvula se haya movido hacia arriba los mismos 200Ω, el puente queda balanceado, la entrada al amplificador desaparece, y el motor se detiene. Por consiguiente el amplificador electrónico y el motor reductor forzarán al pot de posición de la válvula a seguir al pot de error.

El contacto del pot de error es posicionado por la expansión del fuelle el cual presiona contra el resorte de valor de referencia. A medida que cambia la temperatura del proceso, la presión del fluido, en el bulbo sensor hermético, cambiará. Este cambio de presión se comunica al fuelle a través

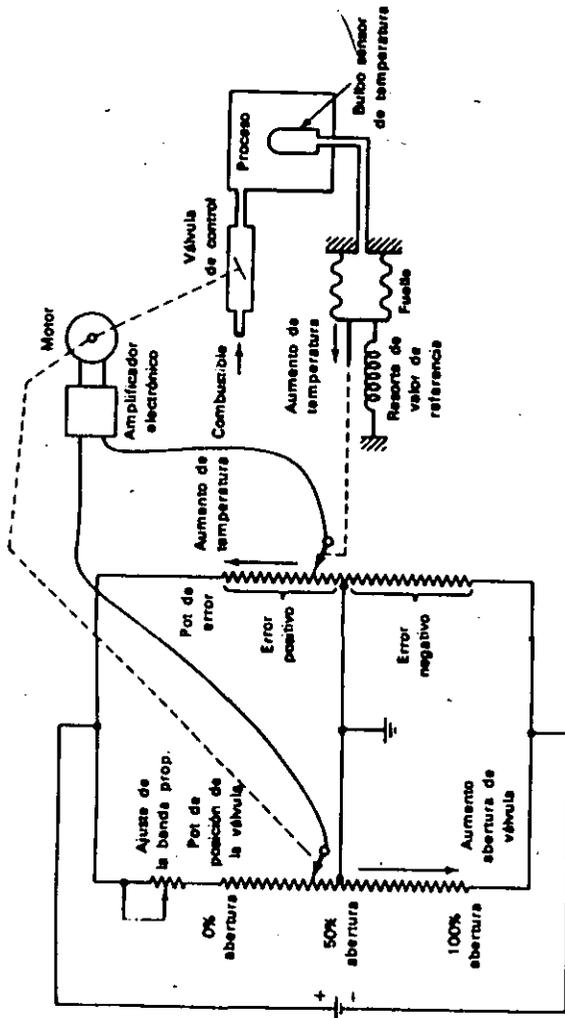


Figura 9-15. Método eléctrico de implementación del modo de control proporcional. La temperatura es la variable controlada.

de un tubo capilar. Altas temperaturas hacen que se expanda el fuelle hacia la izquierda, *contra* el resorte del valor de referencia. Bajas temperaturas hacen que se contraiga el fuelle hacia la derecha, *ayudado* por la presión del resorte de valor de referencia. El movimiento del fuelle es comunicado al contacto del pot de error. El valor de referencia se ajusta ajustando la compresión del resorte. Altos valores de referencia necesitan una mayor compresión, y bajos valores de referencia requieren de una menor compresión. Cuando la temperatura real está por encima del valor de referencia (error positivo), el contacto del pot de error se mueve por encima del punto medio. Cuando la temperatura real está por debajo del valor de referencia (error negativo), el contacto del pot de error se mueve por abajo del punto medio. La distancia al punto medio que se mueve el contacto del pot de error es proporcional al error.

Podemos ver que para cualquier cantidad de error dada hay una posición dada del contacto del pot de posición de la válvula que balancea el puente, y que la posición de la válvula es proporcional al error.

Para hacer más sensible el controlador (disminuir su banda proporcional), disminuimos el voltaje a través del pot de posición de la válvula. Esto se consigue ajustando el *pot de ajuste de la banda proporcional* localizado en la parte superior de la Figura 9-15. A medida que esta resistencia se aumenta, disminuye el voltaje a través del pot de posición de la válvula. Cuando esto sucede, el contacto del pot de posición de la válvula debe moverse *más* para equilibrar un determinado movimiento del contacto del pot de error. Mirándolo de otra forma, se necesitará menos movimiento del pot de error para producir un determinado movimiento del pot de posición de la válvula. Esto significa que se ha reducido la banda proporcional.

Como ejemplo, supongamos que el pot de error tiene 20 V aplicados entre sus terminales pero que el pot de posición de la válvula tiene solamente 10 V aplicados entre sus terminales debido al ajuste del pot de ajuste de la banda proporcional. Si el contacto del pot de error se mueve 100 Ω , el pot de posición de la válvula debe moverse 200 Ω para producir un voltaje igual en su contacto móvil y nulificar la entrada al amplificador. Dado que un cambio de 200 Ω en el contacto del pot de posición de la válvula representa una determinada abertura, podemos ver que se ha ejecutado un determinado cambio en el porcentaje de abertura de válvula con un error de temperatura más pequeño que el necesario en otra circunstancia. Por consiguiente, se ha reducido la banda proporcional.

Un estudio cuidadoso de la Figura 9-15 revela porque ocurre un desbalance permanente con este tipo de controlador eléctrico proporcional. Supongamos que controlamos exactamente al valor de referencia con una abertura del 50%. Si ocurre un disturbio en la carga que hace que suba la temperatura, el pot de error se moverá hacia arriba una cierta distancia. El pot de posición de la válvula deberá seguirlo en la misma distancia debido a la acción amplificador-motor. Esto produce una reducción del flujo de combustible, lo cual tiende a reducir la temperatura. A medida que la temperatura comienza a descender hacia el valor de referencia, el contacto del pot de error comienza a moverse hacia la posición central, y lo sigue el pot de posición de la válvula, y reabre un poquito la válvula. Esto continuará hasta el punto donde cualquier reducción adicional de temperatura producirá una abertura suficiente de la válvula que hará que la temperatura

suba de nuevo. Cuando encuentra este punto el sistema se estabiliza y se detienen todos los movimientos de los potenciómetros. Desafortunadamente, este punto de estabilización estará necesariamente por encima del valor de referencia de temperatura. En otras palabras, el pot de error nunca regresará a su punto central. No puede alcanzar el punto central porque si lo hiciera la válvula abriría a un 50% nuevamente, y ya sabemos que con una abertura del 50%, la temperatura aumenta. Lo cual fue la premisa de la discusión.

Por tanto el sistema se estabiliza en un nuevo punto de control el cual es un poquito más alto en temperatura que el valor de referencia original. A dicha estabilización, el pot de error está un poco por encima del centro, indicando un error positivo; el potenciómetro de posición de la válvula está también un poco por encima del centro, indicando que la abertura es un poco menos del 50%. Se ha establecido un desbalance permanente.

9-7 CONTROL PROPORCIONAL-INTEGRAL

En la Sección 9-6 mostramos que el control proporcional elimina la oscilación en la variable medida y reduce el desgaste de la válvula de control, pero introduce un desbalance permanente en la variable medida. El control estrictamente proporcional puede utilizarse solamente cuando los cambios en la carga son pequeños y lentos y la variación en el valor de referencia es pequeño. Este punto se discutió en la Sección 9-6. Para las situaciones de proceso más comunes, en las cuales los cambios en la carga son grandes y rápidos, y el valor de referencia puede variar considerablemente, el modo de control proporcional integral se adapta mejor. Al control proporcional-integral también se le denomina control proporcional-reposicionador.

En el control proporcional-integral, la posición de la válvula de control está determinada por dos factores:

- La magnitud de la señal de error. Esta es la parte proporcional.
- La integral con respecto al tiempo de la señal de error; en otras palabras, la magnitud del error multiplicada por el tiempo que ha permanecido. Esta es la parte integral.

Dado que la válvula puede responder a la integral con respecto al tiempo del error, cualquier desbalance permanente del error que resulte del control proporcional sólo es corregido eventualmente a medida que pase el tiempo. Podemos verlo de esta manera: La parte de control proporcional posiciona la válvula en proporción al error que exista. Entonces la parte de control integral se da cuenta que existe un pequeño error (desbalance). A medida que pasa el tiempo, la parte integral mueve la válvula un poco más en la misma dirección, por consiguiente ayuda a reducir el desbalance. Eventualmente, el error se reducirá a cero, y la válvula detendrá su movimiento. El movimiento se detiene porque a medida que pase más tiempo, la integral con respecto al tiempo del error no aumenta más, debido al hecho que el error ahora es cero.

Para entender la acción de la parte integral en dicho controlador, es de utilidad estudiar el diagrama esquemático que muestra la manera como

podría implementarse. Refirámonos a la Figura 9-16. Muestra el mismo controlador de la Figura 9-15 con la excepción que se ha adicionado la parte integral para formar un controlador proporcional-integral.

La mejor forma de visualizar el funcionamiento de este controlador proporcional-integral es centrándonos en el circuito RC conectado al contacto del pot de posición de la válvula. Recordemos que el condensador no puede cargarse instantáneamente y algunas veces toma bastante tiempo para desarrollar una cantidad apreciable de voltaje. Este es el caso en este circuito, porque la constante de tiempo RC es bastante grande. Cuando el contacto del pot de posición de la válvula se mueve fuera de su punto central y aplica un voltaje al circuito RC, en el primer instante todo el voltaje aparece a través de R porque C está completamente descargado. A medida que pasa el tiempo, C comienza a cargarse, y entonces reduce el voltaje a través de R. El voltaje a través de R es igual al voltaje del contacto (potencial entre el contacto y tierra) menos el voltaje en el condensador. A medida que se carga el condensador, el voltaje en la resistencia disminuye.

Imaginemos ahora que el controlador está controlando justamente en el valor de referencia con un 50% de abertura de válvula. Al igual que en la Sección 9-6, asumamos que está cortocircuitado el ajuste de la banda proporcional. Si ocurre un disturbio en el proceso el cual hace que aumente la temperatura, el pot de error se moverá una cierta cantidad hacia arriba. El pot de posición de la válvula debe seguirlo hacia arriba la misma cantidad, debido a la acción del Amplificador-motor. Entonces se reduce el porcentaje de abertura de la válvula, y la temperatura es corregida parcialmente, y se establece un cierto desbalance. El error de desbalance es debido al hecho que el pot de error debe permanecer fuera de su centro para poder mantener la válvula escasamente cerrada, tal como se explicó detalladamente en la Sección 9-6-4.

Para concretar nuestra discusión del control integral, asumamos una situación específica. Asumamos que el voltaje en el contacto del pot de error es +1 V relativo a tierra y que el voltaje en el contacto del pot de posición de la válvula es también +1 V relativo a tierra. Por consiguiente el voltaje aplicado al amplificador; que es la diferencia entre estos dos, es 0 V. Por tanto el motor está detenido.

A medida que pasa el tiempo, C comienza a cargarse, con el + arriba y el - abajo. Esto reduce el voltaje a través de R, digamos a 0,75 V. Ahora el voltaje al amplificador es la diferencia entre 1,0 a 0,75 V, la cual es de 0,25 V. Estos 0,25 V son amplificados y hacen que el motor gire más en la misma dirección (cerrando la válvula). El contacto del pot de posición de la válvula se moverá hacia arriba hasta que su voltaje sea 1,25 V, lo cual de nuevo nulifica al amplificador. Por tanto el flujo de combustible se reduce aún más, y la temperatura se acerca al valor de referencia. Ahora el voltaje del contacto del pot de error se reduce a medida que se reduce a cero el error de temperatura.

A medida que pasa más el tiempo, C continúa cargándose, de este modo reduce constantemente el voltaje a través de R, el cual es la señal de una de las entradas al amplificador. Por el tiempo que el error es distinto de cero, y con el pasar del tiempo el voltaje a través de R se reduce a un valor menor que el voltaje del contacto del pot de error; esto continuará llevando hacia arriba el pot de posición de la válvula, cerrando más y más la válvula. Even-

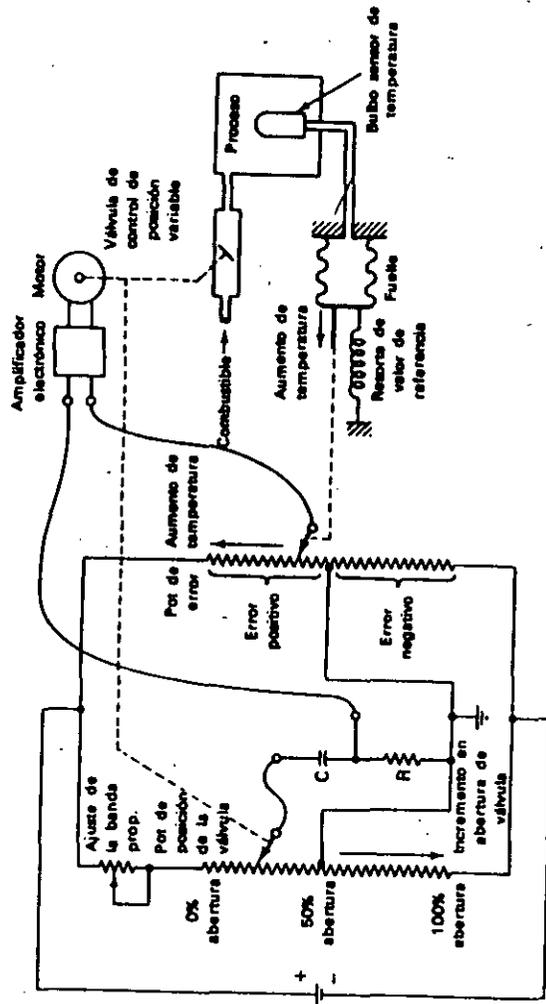


Figura 9-16. Método eléctrico para implementar un modo de control proporcional-integral.

tualmente la temperatura se reducirá al valor de referencia, haciendo que el pot de error regrese a su centro. Esto aplica 0 V a la entrada del amplificador conectada al contacto del pot de error. Al mismo tiempo, el condensador alcanzará plena carga, y el voltaje a través de R será cero, aplicando 0 V a la otra entrada del amplificador. Por tanto la válvula se detendrá en la posición correcta para mantener la temperatura justo en el valor de referencia.

La posición final de los potenciómetros es ahora bastante diferente de lo que sería para un control estrictamente proporcional. El contacto del pot de error está centrado, y el contacto del pot de posición de la válvula está desplazado hacia arriba lo suficiente para establecer el flujo apropiado de combustible al proceso. No hay manera de saber de antemano a qué porcentaje de abertura se establecerá.

Podemos ver que la posición de la válvula de control es determinada *inicialmente* por la parte de control proporcional, pero *finalmente* se establece una posición determinada parcialmente por la parte de control integral. La importancia relativa de las partes de control proporcional e integral puede variarse ajustando la resistencia R . En la mayoría de los controladores, R es un potenciómetro, de modo que puede ajustarse la constante de tiempo RC . Cuando la constante de tiempo es grande (R grande), la parte integral es menos efectiva (lenta para producir el efecto buscado). Cuando la constante de tiempo es pequeña (R pequeña), la parte integral es más efectiva. La Figura 9-17 muestra los efectos en el control cuando se cambia la constante de tiempo.

En la mayoría de los controladores industriales, la constante de tiempo de integración no se utiliza como referencia. En lugar de ello, se habla del *recíproco* de la constante de tiempo de integración. Esta variable se denomina *razón de reposición*. El término razón de reposición puede parecer confuso si está acostumbrado a pensar en términos de constante de tiempo. Sin embargo, recuerde solamente que cuando la razón de reposición es baja (constante de tiempo grande) la parte integral es lenta en producir el efecto buscado por el proceso. Cuando la razón de reposición es alta (constante de tiempo pequeña), la parte integral del control produce rápidamente el efecto buscado por el proceso.

La Figura 9-17(a) muestra una gráfica de posición de la válvula (porcentaje de abertura) versus tiempo para una gran constante de tiempo de integración (baja razón de reposición). Hacia arriba en el eje vertical significa un incremento en la abertura de la válvula, y hacia abajo en el eje vertical significa una reducción en la abertura de la válvula.

La Figura 9-17(b) muestra la medida real de temperatura versus tiempo para una gran constante de tiempo. Las gráficas de las Figuras 9-17(a) y (b) deben considerarse como un par. Las gráficas de las Figuras 9-17(c) y (d) conforman otro par, para una constante de tiempo mediana, y las de las Figuras 9-17(e) y (f) conforman el tercer par, para una pequeña constante de tiempo.

Miremos primero las Figuras 9-17(a) y (b) para una constante de tiempo grande (baja razón de reposición). Como puede verse, se produce un cambio inicial en la posición de la válvula debido al apareamiento repentino de un error cuando sucede un disturbio en la carga. Después de esto, la válvula lentamente se cierra más en un esfuerzo para corregir el desbalance

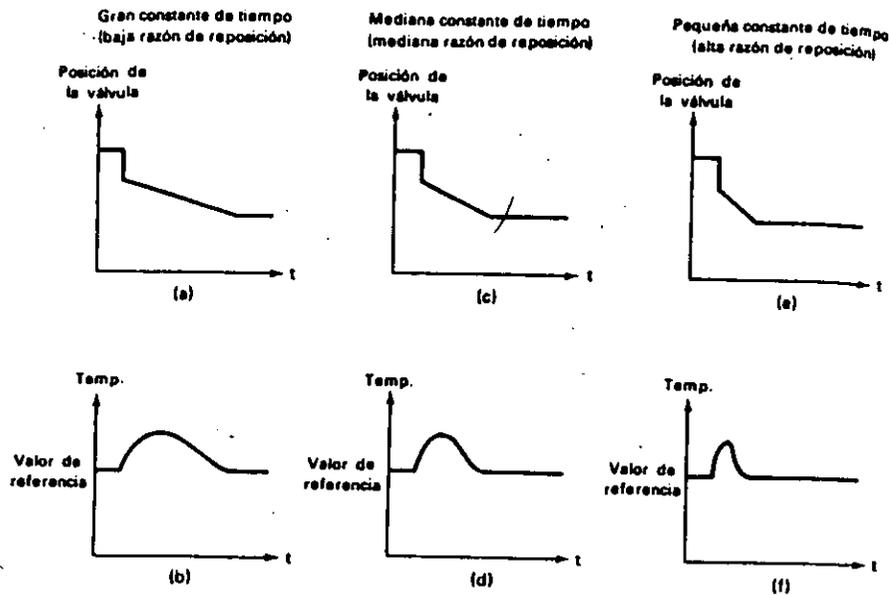


Figura 9-17. Gráficas de posición de la válvula versus tiempo y temperatura real versus tiempo después de un disturbio. El modo de control es proporcional-integral. (a) y (b) Gran constante de tiempo de integración. (c) y (d) Mediana constante de tiempo de integración. (e) y (f) Pequeña constante de tiempo de integración.

resultante. Debido a la lenta reacción de la parte integral, la temperatura real lentamente regresa a su valor de referencia, tal como se aprecia en la Figura 9-17(b).

En la Figura 9-17(c), la válvula reacciona más rápidamente al desbalance de error debido a la constante de tiempo de integración mediana. Por tanto, la temperatura regresa más rápido a su valor de referencia como lo muestra la Figura 9-17(d).

En la Figura 9-17(e), la válvula reacciona muy rápidamente al desbalance de error debido a la pequeña constante de tiempo de integración (alta razón de reposición). La temperatura regresa rápidamente a su valor de referencia tal como lo muestra la Figura 9-17(f).

En la Figura 9-17, la válvula se muestra yendo más hacia el cierre. Esto corresponde a un disturbio inicial el cual hizo que aumentase la temperatura del proceso. Si el disturbio inicial al proceso hubiese sido en la otra dirección, tendiente a llevar la temperatura real a un valor más bajo, la válvula iría más hacia la apertura, pero la operación general habría sido igual.

Todas las gráficas en la Figura 9-17 son algo idealizadas. En la realidad, la temperatura no recupera su valor de referencia tan suavemente. En lugar de ello, oscilaría un poco en su camino al valor de referencia, y proba-

blemente hará al menos una oscilación alrededor del valor de referencia una vez lo ha recobrado. Las gráficas de la Figura 9-17 se han dibujado idealizadas para ilustrar con más claridad los efectos de la variación de la razón de reposición.

Hay un límite de qué tan alta puede ajustarse la razón de reposición. Si se hace muy grande, la temperatura puede caer en una oscilación prolongada después de un disturbio.

El modo de control proporcional-integral se ajusta a la mayoría de las situaciones de control. Puede controlar bastante bien grandes cambios en la carga y grandes variaciones en el valor de referencia, esto sin oscilaciones prolongadas, ni desbalances permanentes, y una rápida recuperación después de un disturbio.

9-8 CONTROL PROPORCIONAL-INTEGRAL DERIVATIVO

Aún cuando el control proporcional-integral es adecuado para la mayoría de las situaciones de control, no es adecuado para todas las situaciones. Hay algunos procesos que presentan problemas de control muy difíciles que no pueden manejarse por un control proporcional-integral. Específicamente, aquí tenemos dos características de proceso que presentan dichos problemas difíciles de control para los cuales no es suficiente un control proporcional-integral:

- Cambios muy rápidos en la carga.
- Retardos de tiempo grandes entre la aplicación de la acción correctora y el apareamiento de los resultados de dicha acción en la variable medida.

En los casos donde uno cualquiera (o ambos) de estos dos problemas prevalezca, la solución puede ser un control *proporcional-integral-derivativo*. El término *control derivativo* se denomina también *razón de control*.^{*} En el control proporcional-integral-derivativo la acción correctora (la posición de la válvula) es determinada por tres factores:

- La magnitud del error. Esta es la parte proporcional.
- La integral con respecto al tiempo del error o la magnitud del error multiplicada por el tiempo que ha permanecido. Esta es la parte integral.
- La razón de tiempo de cambio del error; un rápido cambio en el error produce una acción correctora mayor que un cambio lento en el error. Esta es la parte derivativa.

En un sentido intuitivo, la parte derivativa del controlador intenta "mirar adelante" y preveer que el proceso sufrirá un gran cambio basándose en las medidas actuales. Es decir, si la variable medida está cambiando muy rápidamente, es seguro que tratará de cambiar en una gran cantidad. Siendo éste el caso, el controlador trata de "anticiparse" el proceso aplicando

^{*}No confunda la "razón de control" con la frase "razón de reposición". La razón de control se refiere a un control que tenga parte derivativa. La razón de reposición se refiere al ajuste de la constante de tiempo de integración en control integral. Desafortunadamente debido a que los pioneros en la tecnología de control de procesos utilizaron la misma palabra para expresar ideas diferentes, nosotros lo heredamos.

más acción correctora que la que aplicaría un control proporcional-integral solo.

Como antes, para entender que hace el control derivativo, es de utilidad estudiar el diagrama esquemático de la implementación de un controlador derivativo. Para evitar mezclar las partes integral y derivativa, primero mostramos el esquema de un controlador proporcional-derivativo en la Figura 9-18. La totalidad del controlador proporcional-integral-derivativo se muestra en la Figura 9-19.

9-8-1 Controlador eléctrico proporcional-derivativo

Un control proporcional-derivativo, como el ilustrado en la Figura 9-18, rara vez se utiliza en el control industrial de temperatura. Aquí se presenta solamente para ilustrar la parte derivativa de un controlador proporcional-integral-derivativo. Sin embargo el control proporcional derivativo es popular en los sistemas industriales de servo-control.

Centrémonos en el circuito RC conectado entre el contacto del pot de posición de la válvula y tierra. Notemos que las posiciones del condensador y la resistencia se han invertido con relación a las posiciones del controlador integral de la Figura 9-16. Nuevamente, recordemos el hecho que siempre transcurre una cierta cantidad de tiempo para cargar el condensador a través de la resistencia.

Si ocurre un disturbio que haga aumentar la temperatura del proceso, el pot de error se desplazará hacia arriba una cierta distancia. El pot de posición de la válvula intentará seguirlo debido a la acción amplificador-motor. Sin embargo, para nulificar el voltaje de entrada al amplificador, el voltaje a través del condensador debe ser igual al voltaje del contacto del pot de error. Dado que el voltaje a través del condensador está atrasado respecto al voltaje del contacto del pot de posición de la válvula debido a la constante de tiempo de retardo RC, el pot de posición de la válvula será *sobrecorregido*. Es decir, deberá moverse más arriba de lo que normalmente necesitaría para nulificar el amplificador.

Además, la cantidad en la cual sobrecorregido depende de qué tan rápidamente cambia el error. Si el error cambia lentamente, el contacto del pot de posición avanzará lentamente, y el condensador tendrá tiempo de cargarse y seguir al voltaje del contacto del pot de posición. Por tanto no será necesaria mucha sobrecorrección.

Por otro lado, si el error está cambiando rápidamente, el contacto del pot de posición seguirá rápidamente, y el condensador se atrasará respecto al voltaje del contacto del pot de posición. Por tanto será necesaria una gran sobrecorrección para mantener el amplificador nulificado (para mantener el voltaje del condensador igual al voltaje del contacto del pot de error).

En esta forma, la parte derivativa del controlador responde a la *rata de cambio* del error; introduce un ajuste adicional en la posición de la válvula más allá del que producirá el controlador proporcional solo. La cantidad de movimiento adicional depende de la rapidez en el cambio del error.

En un verdadero controlador industrial, la resistencia R es un potenciómetro, de modo que puede variarse la constante de tiempo de derivación.

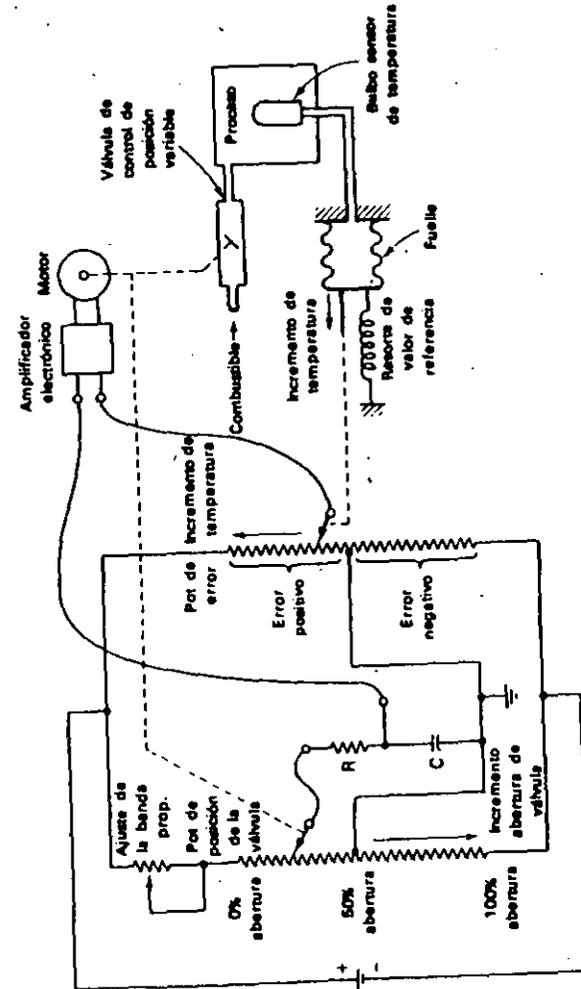


Figura 9-18. Método eléctrico para implementar un modo de control proporcional-derivativo.

Cuando la constante de tiempo de derivación es pequeña (R baja), la parte derivativa del control es menos efectiva. Introduce solamente una pequeña sobrecorrección debido al rápido cambio del error. Cuando la constante de tiempo de derivación es grande (R alta), la parte derivativa se vuelve más efectiva. Introduce una gran sobrecorrección cuando ocurre un cambio rápido del error.

La variable a la que comúnmente se hace referencia cuando se trata el control derivativo es la razón de tiempo. La razón de tiempo es una variable algo complicada desde el punto de vista matemático. No obstante, esta es su definición formal; la razón de tiempo es la cantidad de tiempo concedido para que la variable medida cambie todo el rango total del controlador, si éste está manejando al dispositivo corrector final a través de todo su rango de ajuste, asumiendo una banda proporcional del 100%.

Intuitivamente, razón de tiempo es la cantidad de tiempo por el cual el controlador "mira adelante" o "ve el futuro". Obviamente, esta es una descripción no muy rigurosa de la razón de tiempo, dado que no se puede realmente ver el futuro. Es mejor pensar que la razón de tiempo es igual a la constante de tiempo de derivación multiplicada por una constante numérica. A mayor razón de tiempo, mayor la cantidad de sobrecorrección introducida por el controlador a un cambio rápido del error.

9-8-2 Controlador eléctrico proporcional-integral-derivativo

La Figura 9-19 muestra un diagrama esquemático de un controlador proporcional-integral-derivativo completo. Notemos que la parte derivativa está conectada a la parte integral. La salida del circuito RC integral es la entrada al circuito RC derivativo.

La dirección de ajuste del potenciómetro de la parte integral para aumentar la razón de reposición (para aumentar la contribución de la parte integral) está indicada en la figura. También está indicada la dirección de ajuste del potenciómetro de derivación para aumentar la razón de tiempo (para aumentar la contribución de la parte derivativa).

El funcionamiento del controlador de la Figura 9-19 puede entenderse combinando las explicaciones del controlador proporcional-integral y del controlador proporcional-derivativo.

Las gráficas de la Figura 9-20 muestran los efectos en el control al cambiar la constante de tiempo de derivación (lo cual cambia la razón de tiempo).

Las Figuras 9-20(a) y (b) muestran la posición de la válvula y la temperatura medida para un gran y rápido cambio en la carga con el control derivativo suprimido. Como puede verse, el error inicial es bastante grande y consecuentemente toma un tiempo largo en corregirse.

En las Figuras 9-20(c) y (d), la constante de tiempo de derivación (la razón de tiempo) es pequeña, y el error inicial no es tan grande debido a que es más grande la corrección inicial de la válvula. El controlador ha introducido una sobrecorrección porque ha reconocido que la rápida rata de

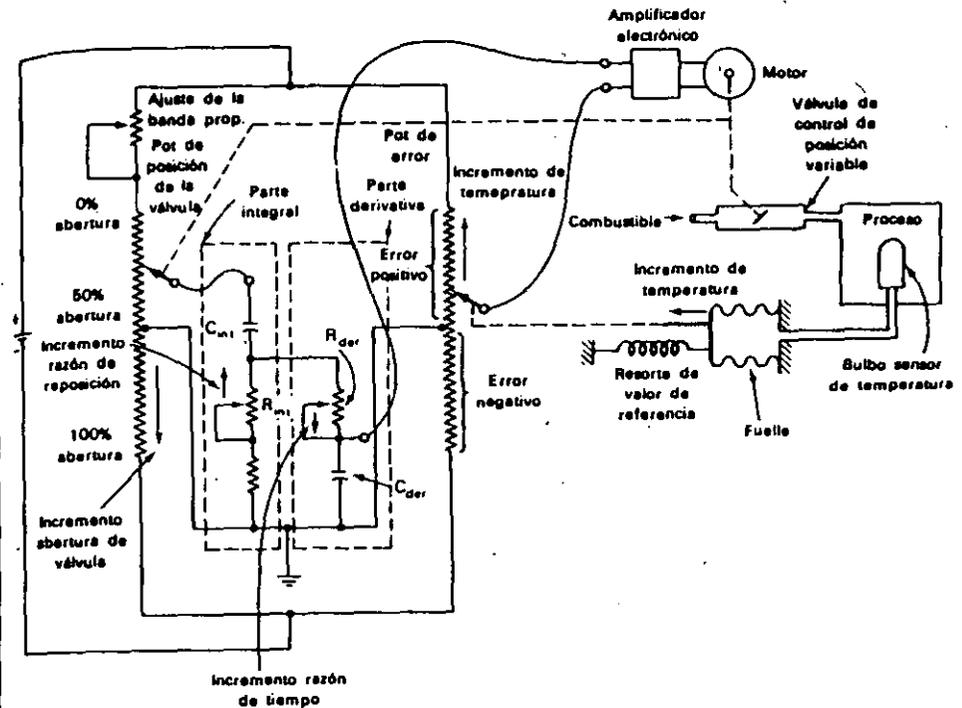


Figura 9-19. Método eléctrico para implementar el modo de control proporcional-integral-derivativo.

cambio inicial en la temperatura medida presagia un gran cambio total de temperatura si no se introducen pasos especiales de corrección. Debido a que el error inicial es pequeño, tempranamente recobra el valor de referencia.

En las Figuras 9-20(e) y (f) se ha aumentado la contribución derivativa aumentando la constante de tiempo de derivación. Por tanto el error inicial es aún más pequeño que antes debido a que se ha proporcionado más sobrecorrección inicial a la válvula con el error inicial reducido, el tiempo para recuperar y estabilizarse al valor de referencia es aún más reducido que antes.

Así como hay un límite en la razón de reposición, hay un límite en el incremento de la razón de tiempo. Pueden ocurrir oscilaciones prolongadas alrededor del valor de referencia si se introduce mucho control derivativo, es decir, si se selecciona una alta razón de tiempo.

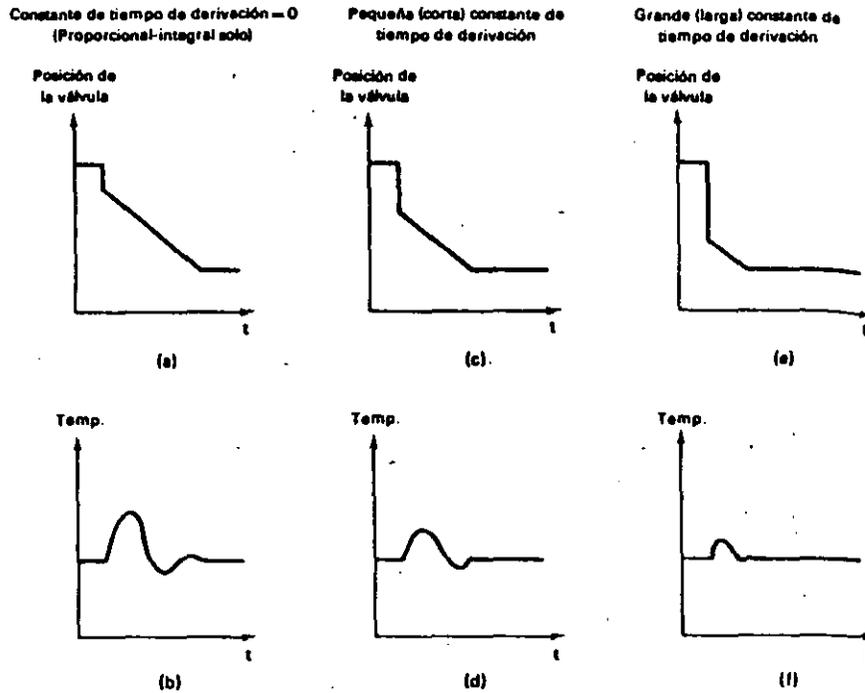


Figura 9-20. Gráficas de posición de la válvula versus tiempo y temperatura medida versus tiempo después de un disturbio. El modo de control es proporcional-integral-derivativo. (a) y (b) cero constante de tiempo de derivación. (c) y (d) corta constante de tiempo de derivación. (e) y (f) Gran constante de tiempo de derivación.

9-9 RESPUESTA DEL PROCESO

En las Secciones 9-4 a 9-8 nos concentramos en la operación del bloque controlador del diagrama de bloques generalizado de la Figura 9-3. Sin importar qué modo en particular de control se utilice, podemos con justicia decir que el controlador es la parte "pensante" del sistema total. El controlador es el componente que envía órdenes al dispositivo corrector final, con base en sus informaciones de la dirección y magnitud del error. Hemos visto que los controladores sofisticados pueden también considerar la cantidad de tiempo que ha persistido el error a medida que deciden cómo ajustar el dispositivo corrector final. Algunos controladores pueden considerar también que tan rápidamente cambia el error y así decidir qué órdenes se enviarán al dispositivo corrector final. El controlador hace todo lo anterior de acuerdo con un plan predeterminado que existe en la mente del dise-

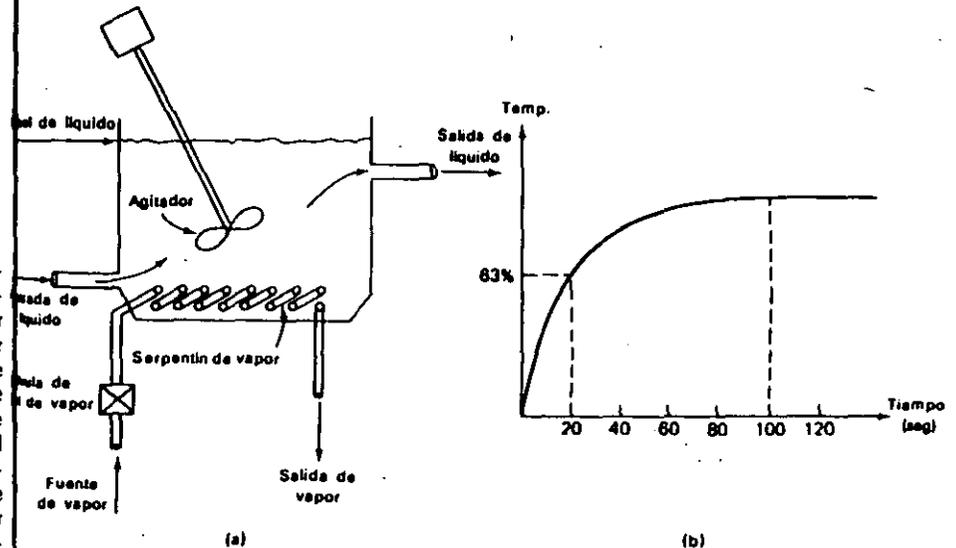
ñador del sistema y también en la mente de la persona que hace los ajustes finales (banda proporcional, razón de reposición, etc.)

Sería interesante, sin embargo, que la acción del controlador no describe el panorama total. La reacción del proceso en sí al dispositivo corrector final es tan importante como la acción del controlador en la operación de la totalidad del sistema. En esta sección discutiremos las características de la respuesta de procesos industriales típicos y mostraremos cómo estas características afectan la respuesta total del sistema.

9-9-1 Constante de tiempo de retardo (retardo de reacción) en procesos industriales

La característica más obvia de los procesos industriales es que requieren de una cierta cantidad de tiempo para responder completamente a un cambio en la entrada. Por ejemplo, en el proceso ilustrado en la Figura 9-21(a), se calienta un líquido por medio de un serpentín de vapor mientras se agita. El líquido entra por el tubo de entrada localizado en la parte inferior izquierda del tanque, y existe un tubo de salida en la parte superior derecha. Asumamos que la variable controlada es la temperatura del líquido, y tratemos de imaginar qué sucederá si hay un repentino aumento en el flujo de vapor a través del serpentín calefactor (con el consecuente aumento de la temperatura promedio del vapor).

Figura 9-21. (a) Sistema de control de temperatura para entender el retardo de reacción del proceso. (b) Gráfica de temperatura versus tiempo después de un disturbio, donde se ilustran los efectos de la capacidad y la resistencia térmicas.



La temperatura del líquido no se incrementará instantáneamente a un nuevo valor pero subirá más o menos de acuerdo con la curva de la Figura 9-21(b). La razón de este retardo es que el tanque de líquido tiene lo que se denomina *capacidad térmica* y los aparatos de transferencia de calor lo que se denomina *resistencia térmica*. La capacidad térmica es una expresión de la idea que debe agregarse una cierta cantidad de energía calorífica (BTUs) antes que la temperatura pueda aumentar una cierta cantidad. La resistencia térmica es una expresión de la idea que todo medio presenta una oposición al transporte de la energía de un punto a otro; en este caso la transferencia de la energía calorífica tiene lugar del vapor caliente, a través de las paredes del metal del serpentín, y hacia el líquido adyacente.

La capacidad térmica es análoga a la capacitancia eléctrica. Ambos conceptos son expresiones del hecho que la *cantidad* pertinente (coulombios de carga en el caso eléctrico, BTUs de calor en el caso térmico) debe transferirse antes que el *potencial* pertinente (cambio de voltaje en el caso eléctrico, cambio de temperatura en el caso térmico) se desarrolle.

La resistencia térmica es análoga a la resistencia eléctrica. Ambos conceptos son expresiones de que una cierta *diferencia de potencial* (caída de voltaje en el caso eléctrico, diferencia de temperatura en el caso térmico) es necesaria para producir una cierta *velocidad de flujo* (amperios de corriente en el caso eléctrico, BTUs por segundo de flujo de calor en el caso térmico) se establezca. Estamos bastante familiarizados con el hecho de que es necesaria una cierta cantidad de tiempo para que el voltaje a través del condensador alcance un valor permanente si el circuito resistencia-condensador es sometido a un cambio repentino del voltaje de alimentación. Exactamente la misma situación prevalece para el caso térmico. Es necesaria una cierta cantidad de tiempo para que la capacidad térmica (el tanque de líquido) alcance una temperatura permanente cuando un sistema térmico resistencia-capacidad sea sometido a un repentino cambio en la diferencia de temperatura. De igual forma que un condensador experimentara un cambio del 63% en su voltaje total en una constante de tiempo, la capacidad térmica experimentará un cambio del 63% de su temperatura en una constante de tiempo térmica. Entre más grande sea la resistencia térmica, mayor será la constante de tiempo térmica, y más tiempo será necesario para que alcance el valor final de temperatura permanente. Lo mismo se aplica a la capacidad térmica; a mayor capacidad, más tiempo se necesita para llevar la temperatura a su valor permanente. En el ejemplo de la Figura 9-21(b), la constante de tiempo térmica es de 20 seg; se necesitan alrededor de cinco constantes de tiempo, o 100 seg, para que la temperatura alcance el nuevo valor.

La constante de tiempo térmica depende de la resistencia térmica y de la capacidad térmica, tal como se estableció en el párrafo anterior. La resistencia térmica depende de la conductividad térmica del serpentín, del grueso de las paredes del serpentín, y de su área superficial. La capacidad térmica depende del tamaño del tanque (cantidad presente de líquido) y del calor específico del líquido.

El centro de esta discusión es que en un proceso de control de temperatura hay un retardo entre la aplicación de la acción correctiva y la aparición del resultado final de dicha corrección.

Este retardo se denomina *constante de tiempo de retardo* o *retardo de reacción del proceso*. Normalmente utilizaremos el término retardo de reacción salvo que específicamente se quiera enfatizar con la equivalencia de la constante de tiempo RC .

Prácticamente todos los procesos industriales, no solamente los térmicos, muestran este tipo de retardo. En muchos casos los retardos se miden en segundos. Algunos procesos tienen retardos de reacción de varios minutos, y algunos tienen retardos de reacción comprendidos entre 15 y 30 minutos. Ocasionalmente podríamos encontrarnos con procesos que tengan retardos de reacción de una hora o más.

9-9-2 Atraso de transferencia

En muchos procesos térmicos hay más de una combinación resistencia-capacidad. Un ejemplo de tales procesos se muestra en la Figura 9-22(a). Se quema gas natural dentro de los tubos radiadores colocados a cada lado del horno. El calor es transferido a través de las paredes de los tubos y es transferido a aire circulante que pasa sobre los tubos. El ventilador fuerza el aire calentado a través de las boquillas de distribución hacia las barras de metal las cuales son calentadas. En esta distribución, la respuesta de la temperatura de la barra a un cambio en la entrada de combustible es aún más drásticamente retardada, tal como lo muestra la curva de la Figura 9-22(b). En efecto, la respuesta no tiene la misma forma que la curva de constante de tiempo de la Figura 9-21(b). La razón para esta respuesta de temperatura más retardada es que ahora hay en serie dos combinaciones de resistencia-capacidad. La primera involucra la resistencia térmica de las paredes del tubo radiador y la capacidad del aire recirculante. La segunda constante de tiempo térmica involucra la resistencia térmica y la capacidad térmica del metal mismo. El circuito de la Figura 9-22(c) es el equivalente eléctrico del proceso térmico ilustrado en la Figura 9-22(a). R_1 representa la resistencia térmica de las paredes del tubo radiador, y C_1 representa la capacidad térmica del aire recirculante; R_2 representa la resistencia térmica del metal que forma la barra, mientras que C_2 es la capacidad de la barra. A primera vista es evidente que en el circuito eléctrico C_1 debe cargarse primero antes que C_2 comience a cargar. Por tanto la carga de C_2 está retardada considerablemente después de la aplicación de la señal de entrada cuando el interruptor se cierra. El mismo problema ocurre en el proceso térmico. La temperatura de la barra no puede comenzar a aumentar hasta que la temperatura del aire recirculante haya aumentado, y desde luego, la temperatura del aire recirculante no puede aumentar instantáneamente después de un incremento en la entrada de calor proveniente de los tubos radiadores. Siempre que haya dos constantes de tiempo térmicas, el proceso es conocido como un proceso de *dos capacidades*, y el retardo es conocido como un *atraso de transferencia*.

Como regla general, el atraso de transferencia es un problema mucho más serio que la simple constante de tiempo de retardo (retardo de reacción) vista en el sistema de la Figura 9-21. Esto es debido a que el atraso de trans-

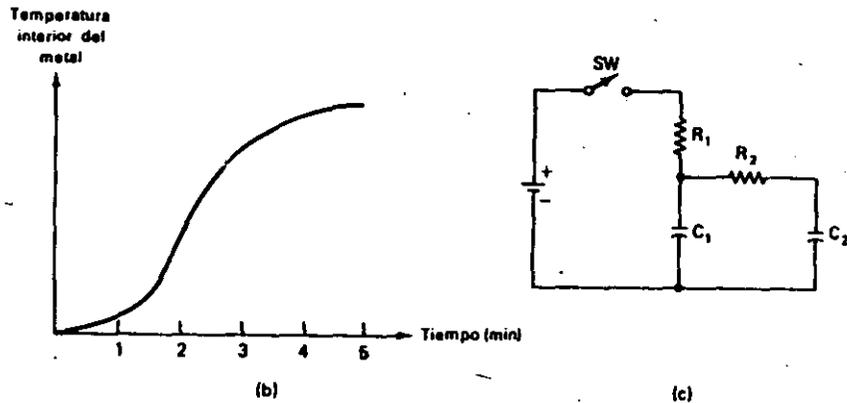
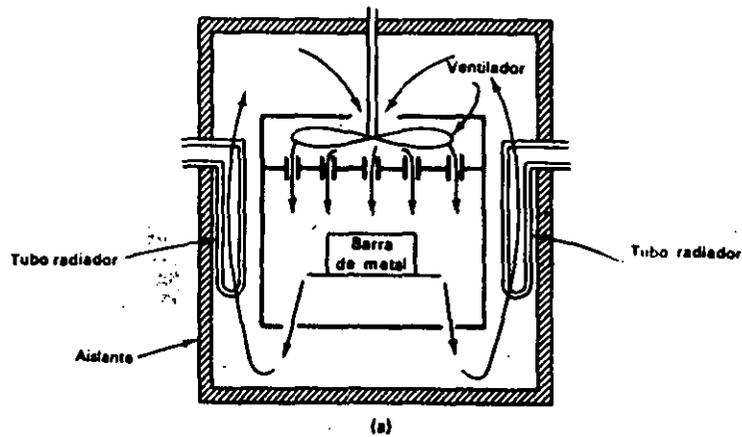


Figura 9-22. (a) Sistema de control de temperatura para entender el atraso de transferencia. (b) Gráfica de temperatura versus tiempo después de un disturbio, donde se ilustran los efectos de las dos capacidades térmicas y de las dos resistencias térmicas. Existe un atraso de transferencia. (c) Analoga eléctrica.

ferencia hace que la temperatura medida del proceso inicialmente responda muy lentamente a la acción correctora. Esta respuesta inicial lenta se muestra claramente en la Figura 9-22(b), en la cual la temperatura solamente ha atravesado el 10% de su cambio total en el primer minuto después de la corrección. En contraste, la constante de tiempo de retardo sencilla permite que la medida de temperatura responda rápidamente y de inmediato después de la corrección. En efecto, la respuesta es más rápida inmediatamente después que ocurra la acción correctora, tal como se muestra

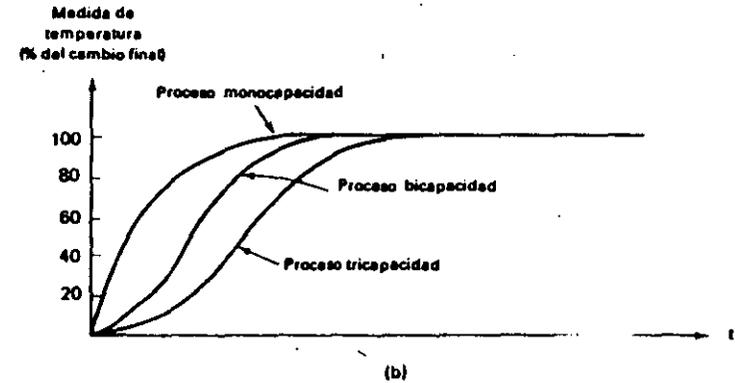
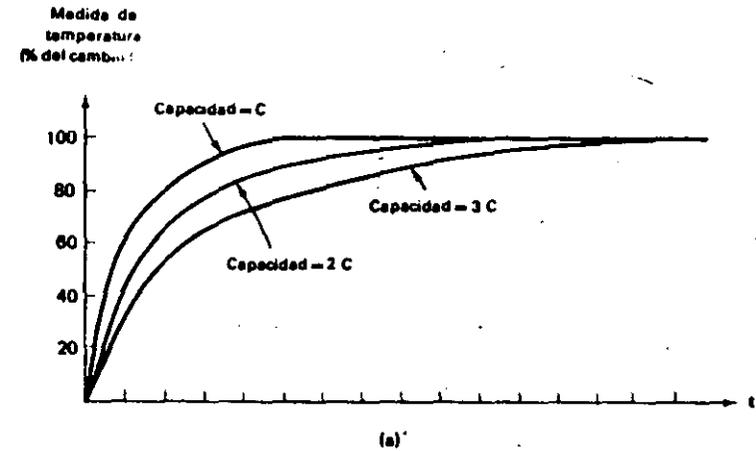


Figura 9-23. Gráficas de temperatura real versus tiempo después de un disturbio para diferentes tipos de sistema, donde se ilustra el severo efecto del atraso de transferencia. (a) Efecto de incrementar la capacidad térmica en un sistema monocapacidad. (b) Efecto de incrementar el número de capacidades térmicas en el sistema. El problema del atraso de transferencia se empeora cuando existen más capacidades.

en la Figura 9-21(b). Esta es la misma acción vista en la curva universal de constante de tiempo de la Figura 3-27.

Grandes retardos de reacción de los procesos no pueden ser considerados del todo un problema, dado que ayudan a prevenir sobrepasos de la medida de temperatura. Por el contrario, los grandes atrasos de transferencia siempre constituyen un problema difícil de control.

La Figura 9-23 muestra los efectos de diferentes tipos de proceso. La Figura 9-23(a) muestra el efecto de incrementar la capacidad en un proceso monocapacidad, asumiendo que se mantiene constante la resistencia térmica de proceso. La Figura 9-23(b) muestra el efecto de incrementar en el proceso el número de combinaciones resistencia-capacidad.

Notemos especialmente la respuesta de la temperatura del proceso inmediatamente después de la acción correctora (cerca al cero del eje de tiempo). En esta zona, el efecto del atraso de transferencia es muy severo comparado al efecto de simplemente incrementar la constante de tiempo en un proceso monocapacidad.

Los mismos principios que se aplican a un proceso térmico son también aplicables a otros tipos de procesos industriales como los vistos en la Sección 9-9-1. Procesos de control de presión, procesos de control de nivel de líquidos y todos los otros procesos industriales que tengan asociadas resistencias y capacitancias y a menudo padecen de dos o más combinaciones resistencia-capacidad. Debido a esto están sujetos a los mismos problemas de atraso de transferencia que afectan los procesos térmicos. Las gráficas de la Figura 9-23 pueden aplicarse a cualquier proceso industrial, sin importar cuál sea la variable controlada.

9-9-3 Atraso de transporte y tiempo muerto

Cuando existe atraso de transferencia la variable controlada toma algún tiempo para alcanzar su nuevo valor permanente después que el controlador envía una orden al dispositivo corrector, pero al menos *alguna* respuesta parcial se experimenta inmediatamente. Esto se muestra claramente en las Figuras 9-22 y 9-23. Un problema de control más difícil ocurre cuando no se experimenta *absolutamente ninguna respuesta* en la variable controlada durante un cierto período de tiempo después que el controlador ha intervenido al dispositivo corrector. Esta situación generalmente ocurre cuando la localización física del dispositivo corrector dista de la localización física del dispositivo de medida. El sistema mostrado en la Figura 9-24 es un ejemplo de dicha situación.

Asumamos que el tanque mezclador/calentador debe localizarse a 30 pies del punto donde se usará la mezcla caliente. Existirá alguna razón práctica para esto. Por ejemplo, podría ser que el tanque mezclador/calentador deba localizarse adentro y la abertura de descarga deba encontrarse una cierta distancia hacia afuera. Dado que pueda haber algún enfriamiento durante el recorrido de la longitud del tubo la temperatura es medida y controlada en el punto de descarga en vez de dentro del tanque. Esto permitirá al controlador eliminar el efecto de enfriamiento en el tubo, el cual podría variar ampliamente con los cambios de temperatura externos.

Dado que la mezcla caliente deja el tubo transportador de diámetro constante a una velocidad de 10 pies/seg, tomará 3 segundos en atravesar los 30 pies de longitud del tubo. Siendo éste el caso, si la temperatura en el tanque mezclador cambia, el dispositivo de medida tomará 3 segundos en detectarlo. Este retardo es completamente independiente de y se suma a cualquier atraso de transferencia que exista en el tanque. Un retardo de

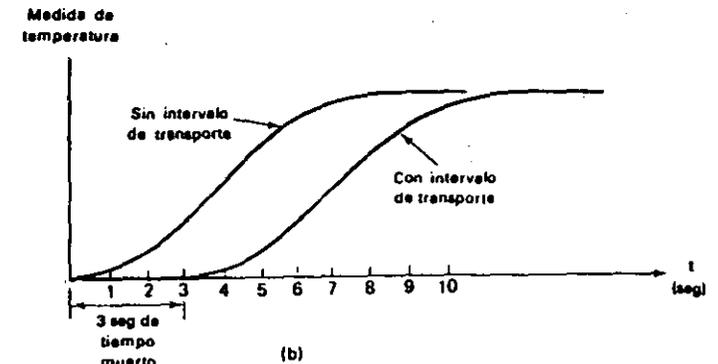
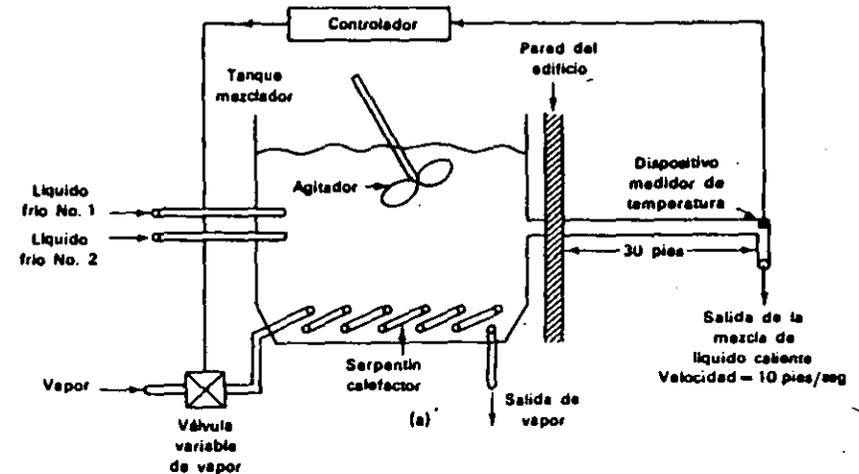


Figura 9-24. (a) Sistema de control de temperatura para entender el atraso de transporte. (b) Gráficas de medida de temperatura versus tiempo después de un disturbio, con y sin atraso de transporte. Ocurre un tiempo muerto de 3 segundos cuando existe un atraso de transporte. El atraso de transferencia está presente en ambos casos.

esta naturaleza se denomina *atraso de transporte*. Otros términos usados son *atraso de transportación* y *atraso distancia/velocidad*; usaremos el término *atraso de transporte*. La cantidad real de tiempo que el cambio del dispositivo corrector permanece indetectado se denomina *tiempo muerto*. Los atrasos de transporte están siempre asociados con el medio controlado que se mueve de una localización física a otra en el proceso. Entre menor

sea la velocidad de movimiento, peor será el atraso de transporte. A mayor distancia entre los dos puntos, peor será el atraso de transporte. El efecto del atraso de transporte se muestra en la Figura 9-24(b); el tiempo muerto es 3 seg. El atraso de transporte presenta un problema de control difícil y peor que el del atraso de transferencia.

En sistemas de control industrial, el tiempo muerto puede originarse por distintas razones al atraso de transporte. Por ejemplo, en un sistema de control de posición, siempre existe alguna clase de engranaje. Como se sabe, todos los engranajes están sujetos a *fallas de rectificación*. La falla de rectificación es el problema de imperfecciones en los dientes del piñón, de modo que el engranaje manejador debe girar un pequeño ángulo inicial antes que sus dientes hagan contacto con el engranaje manejado. Debido a esto, el controlador en un servosistema puede hacer que el servomotor comience a girar, pero el movimiento resultante de la carga se retarda hasta cuando se tocan los dientes de los engranajes el resultado es un periodo de tiempo muerto. Si el tren de engranajes es complejo, con varias combinaciones de engranajes entre el servomotor y el objeto controlado, el problema de las fallas de rectificaciones amplificado. En servosistemas de esta clase el tiempo muerto puede ser un problema serio.

9-10 RELACIONES ENTRE LAS CARACTERISTICAS DEL PROCESO Y EL MODO DE CONTROL APROPIADO

Generalmente hablando, las características del proceso a controlarse determinan qué modo de control se acomoda mejor a dicho proceso. En la Sección 9-9 discutimos 3 características de proceso importantes, constante de tiempo de retardo, atraso de transferencia y atraso de transporte (tiempo muerto). Vimos en las Secciones 9-6, 9-7 y 9-8 que la magnitud y velocidad de los disturbios en la carga fueron también características bastante importantes del proceso. Estas cinco características del proceso determinan la naturaleza y dificultad del trabajo de control y por consiguiente qué modo de control se necesita.

Desde luego la exactitud de control deseada es también un factor primario determinante en la escogencia del modo de control; si puede permitirse que la variable medida se desvíe del valor de referencia en un amplio margen sin que el producto sufra daño, no tiene sentido instalar un controlador capaz de mantener pequeña la desviación. En dicho caso, no importa qué tan nefastas sean las características del proceso; un sencillo controlador Todo o Nada será suficiente.

La Tabla 9-1 resume las relaciones entre las características del proceso y el modo de control. Naturalmente esta tabla es algo aproximada.

Los diferentes modos de control están listados en la columna de la izquierda. Las otras columnas describen las condiciones que permitirán seleccionar el modo de control adecuado. Las cuatro columnas más a la derecha de la tabla describen el *límite máximo* para esa característica en particular. Los datos de la columna "constante de tiempo de retardo" indican el *límite mínimo*.

Por ejemplo, si el dato en la columna de tiempo muerto es "moderado", significa que el modo de control trabajará adecuadamente si el tiempo

muerto es moderado o corto o no existe (tiempo muerto corto o no existente es más fácil de manejar que tiempo muerto moderado).

Sin embargo, si el dato de entrada en la columna retardo de reacción del proceso es "largo", significa que el retardo de reacción del proceso debe ser largo, y no corto o moderado. (En muchos casos, una respuesta rápida produce serios sobrepasos, tal como se mencionó en la Sección 9-9-2.)

Como muestra la Tabla 9-1, el control Todo o Nada es generalmente aceptable bajo condiciones de proceso simples. Trabaja solamente cuando el retardo de reacción del proceso es relativamente largo (respuesta lenta). Un retardo de reacción de proceso corto produce excesivos sobrepasos por encima y por debajo en un control Todo o Nada.

El control proporcional puede tolerar retardos de reacción de proceso largos o moderados debido a que continuamente reposiciona el dispositivo corrector final a medida que la variable controlada se aproxima al valor de referencia después de un disturbio. Por tanto no es tan probable producir sobrepasos excesivos como en el caso del control Todo o Nada. Un controlador solamente proporcional puede manejar atrasos de transferencia y tiempos muertos moderados. Sin embargo, atrasos de transferencia largo y/o tiempos muertos largos producen oscilación sostenida. Esto ocurre porque el controlador no vuelve a regular el elemento corrector final sino demasiado

TABLA 9-1. Tipos de procesos que pueden ser adecuadamente controlados por cada uno de los cinco modos básicos de control.

Modo de control	Retardo de reacción de proceso (mínimo)	Atraso de transferencia (máximo)	Tiempo muerto (máximo)	Magnitud del disturbio en la carga (máximo)	Velocidad del disturbio en la carga (máximo)
Todo o nada	Largo solamente (no puede ser corto)	Muy corto	Muy corto	Pequeño	Lento
Solamente proporcional	Largo o moderado (no puede ser muy corto)	Moderado	Moderado	Pequeño	Lento
Proporcional integral	Cualquiera	Moderado	Moderado	Cualquiera	Lento
Proporcional-derivativo	Largo o moderado (no puede ser muy corto)	Moderado	Moderado	Pequeño	Cualquiera
Proporcional integral-derivativo	Cualquiera	Cualquiera	Cualquiera	Cualquiera	Cualquiera

tarde. Es decir, si el intervalo es demasiado grande, cuando el controlador se da cuenta que la variable está regresando al valor de referencia, ya ha permitido que entre mucha energía al proceso. La inercia del proceso tenderá a llevar la variable controlada más allá del valor de referencia en la dirección opuesta, y el controlador nada puede hacer hasta que se haya disipado el exceso de energía. Esto permite una oscilación sostenida.

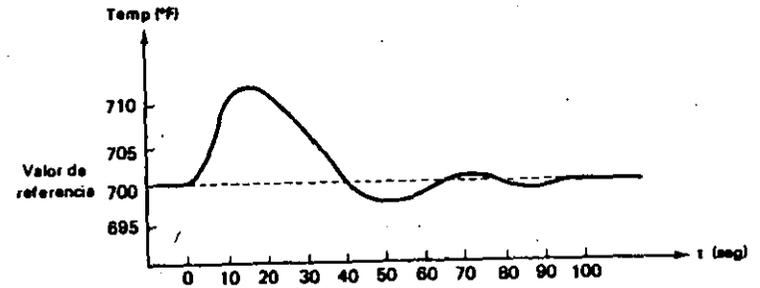
El control proporcional-integral puede manejar cualquier retardo de reacción del proceso y cualquier tamaño de disturbio en la carga. La parte integral del controlador continuamente reposiciona el elemento corrector final hasta lograr el valor de referencia, sin importar que tanto cambie la carga. Debido a esto, puede ajustarse una banda proporcional ancha, debido a que no se necesita una banda proporcional estrecha para mantener pequeño el desbalance. En una banda proporcional ancha, el controlador puede comenzar a ajustar el elemento corrector final más pronto y más fuerte a medida que la variable controlada recupera el valor de referencia. Esto previene excesivos sobrepasos y posible oscilación aún si es rápida la velocidad de reacción del proceso.

En el modo de control proporcional-integral, podemos hacer distinciones entre diferentes situaciones de control. La Tabla 9-2 muestra los ajustes relativos de banda proporcional y razón de reposición para un controlador proporcional-integral. Se asume que el controlador proporcional-integral opera bajo varias condiciones de velocidad de reacción del proceso y atraso de transferencia/tiempo muerto. Intervalo de transferencia y tiempo muerto (intervalo de transporte) se han agrupado en la Tabla 9-2 bajo el término *atraso*.

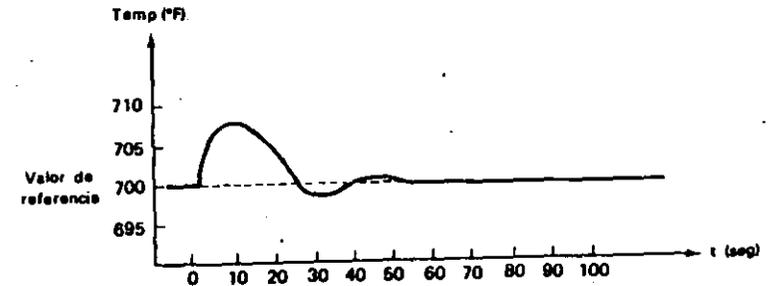
TABLA 9-2. Ajustes apropiados de un controlador proporcional-integral para diferentes condiciones de proceso.

Características del Proceso		Ajustes del Controlador	
Velocidad de reacción del proceso	Atraso total	Banda proporcional	Razón de reposición
			(inverso de la constante tiempo de integración)
Lenta	Corto	Estrecha	Rápida
Lenta	Moderado	Mediana	Lenta
Rápida	Corto	Mediana	Rápida
Rápida	Moderado	Ancha	Lenta

En la Tabla 9-2 la velocidad de reacción del proceso es el inverso del retardo de reacción del proceso. Es decir, un corto retardo de reacción del proceso es igual a una rápida velocidad de reacción del proceso, y un largo retardo de reacción del proceso es igual a una lenta velocidad de reacción del proceso.



(a)



(b)

Figura 9-25. Gráficas de temperatura versus tiempo después de un disturbio en un sistema que tiene atraso de transporte y atraso de transferencia. (a) Sin acción de control derivativo, el sobrepaso y el tiempo de recuperación son grandes. (b) Cuando se adiciona control derivativo, se disminuye el sobrepaso y el tiempo de recuperación.

Regresando a la Tabla 9-1, el control proporcional-derivativo debe tener moderados o largos retardos de reacción del proceso, debido a que en ausencia de una parte integral que se encargue del desbalance, la banda proporcional debe ser estrecha para mantener pequeño el desbalance. Con una banda proporcional estrecha, un corto retardo de reacción puede producir sobrepaso y oscilaciones. Sin embargo, con control derivativo, los cambios rápidos en la carga no son tan dañinos debido a que el controlador sobrecorriga cuando detecta que el error cambia rápidamente.

Cuando están presentes en el proceso grandes atrasos de transferencia y/o largos tiempos muertos, el único modo de control adecuado es el proporcional-integral-derivativo. La banda proporcional se hace bastante ancha de modo que solamente una pequeña parte de la acción correctora es debida a la parte proporcional. La mayor parte de la *inmediata* acción correctora es debida a la parte derivativa. Esto permite una entrada de ener-

gía al proceso inmediatamente cuando más se necesita. Cuando el error para de aumentar y comienza a decrecer, la acción correctora relativamente pequeña debida a la parte proporcional. Durante este tiempo,afortunadamente, ha transcurrido bastante tiempo de manera que ha terminado el tiempo muerto y el atraso de transferencia ha progresado ligeramente. El controlador puede sentir ahora que se está recobrando la variable controlada. No hay tendencia al sobrepaso, a pesar de todo, porque, la posición del dispositivo corrector final no es drásticamente diferente de lo que era antes del disturbio. Esto es así debido a la banda proporcional ancha.

La parte integral del controlador entra a actuar en este momento y lentamente reposiciona el dispositivo corrector para llevar la variable controlada al valor de referencia. La razón de reposición se ajusta usualmente para que sea más bien lenta.

El efecto de tener parte derivativa en el controlador se muestra en la Figura 9-25. La Figura 9-25(a) muestra la mejor respuesta que podría obtenerse en un proceso que tenga largo atraso de transferencia y largo tiempo muerto (atraso de transporte) utilizando control proporcional-integral. La Figura 9-25(b) muestra la respuesta que es posible cuando se adiciona una parte derivativa y el controlador está adecuadamente ajustado.

PREGUNTAS Y PROBLEMAS

1. Explique la diferencia entre un sistema de bucla abierta y un sistema de bucla cerrada.
2. En la Figura 9-1(b), suponga que la longitud del miembro B es fija pero que el punto de pivote puede moverse a la izquierda o a la derecha. ¿En qué dirección lo movería para disminuir la banda proporcional?
3. Explique detalladamente paso a paso cómo el sistema de bucla cerrada de la Figura 9-1(b) reaccionaría si se disminuyesen las restricciones del sistema que utiliza el líquido. Compárelo con lo que sucedería en igual caso en la Figura 9-1(a).
4. Explique la función general del comparador en un sistema de control de bucla cerrada.
5. Explique la función general del controlador en un sistema de control de bucla cerrada.
6. Explique la función general del dispositivo de medida en un sistema de control de bucla cerrada.
7. Explique la función general del dispositivo corrector final en un sistema de control de bucla cerrada.
8. ¿Bajo qué condiciones es necesario acoplar un amplificador al dispositivo corrector final?
9. Enumere algunos dispositivos correctores finales comunes utilizados en control de procesos industriales.
10. Defina el término *señal de error*.
11. ¿Cuándo se considera positiva la señal de error, y cuándo negativa?
12. ¿Qué significa la idea de *modo de control*?

13. Enumere los cinco modos de control básicos.
14. Describa la acción de cada uno de los cinco modos de control. Es decir, diga que clase de órdenes envía el controlador al dispositivo corrector final para cada posible señal de error que recibiese.
15. Defina el término *desbalance aplicado* a sistemas de control de bucla cerrada.
16. ¿Qué características distinguen un buen sistema de control de bucla cerrada de uno que no es tan bueno?
17. Tácitamente se asumió que las tres poleas de la Figura 9-4 tienen el mismo diámetro. Suponga que la polea fija de la izquierda y la móvil tienen ambas 3 pulgadas de diámetro y que la polea fija de la derecha tiene 6 pulgadas de diámetro. Suponga que la cuerda *no puede deslizarse* sobre ninguna polea. Si ahora el indicador se mueve 5 pulgadas a la izquierda, ¿qué tanto se moverá el objeto?
18. Suponga que la ganancia del amplificador, en la Figura 9-4, es extremadamente alta, de modo que aún unos pocos milivoltios de entrada producen un gran voltaje de salida. Explique por qué la posición del objeto se estabilizará y en cambio continuamente oscilará a uno y otro lado, "haciéndole cacería" al punto correcto.
19. ¿En la Figura 9-5, obtendría una copia más exacta de la pieza patrón si el soporte de montaje se moviese lentamente o si se moviese rápidamente? Explique por qué.
20. En la Figura 9-5, suponga que la pieza patrón y la pieza de trabajo tienen ambas 12 pulgadas de largo y $\frac{1}{4}$ de pulgada de ancho y tienen una profundidad máxima de corte de 6 pulgadas. La pieza de trabajo es madera y la herramienta es una sierra circular. ¿Aproximadamente qué tan rápido podría mover el soporte de montaje? Exprese su respuesta en pulgadas por segundo o pulgadas por minuto. Trate de justificar su estimativo.
21. En la Figura 9-6, si el indicador de selección de temperatura se mueve a la derecha, con lo cual se rota el eje en sentido contrario a las manecillas del reloj, ¿tiende esto a enrollar la tira espiral o a desenrollarla? ¿Esto tenderá a cerrar o a abrir el interruptor de mercurio? ¿Aumenta el valor de referencia o lo disminuye? ¿Es así como actúa un termostato residencial? Compare con uno de su casa.
22. ¿Qué modo de control se ilustra por medio de la Figura 9-6?
23. En la Figura 9-7, si deseara aumentar el valor de referencia de presión, ¿aumentaría la presión del resorte o la disminuiría? Explique.
24. En la Figura 9-7, asuma que la polaridad del voltaje de salida del amplificador es igual a la polaridad del voltaje de entrada (la salida es positiva arriba si la entrada es positiva arriba). Si la polaridad del voltaje de salida es + arriba y - abajo, ¿el regulador se abriría o se cerraría?
25. Explique el significado de zona de actuación en control Todo o Nada.
26. ¿Cuál es la desventaja importante del control Todo o Nada comparado con los otros modos de control?
27. ¿Qué ventaja tiene el control Todo o Nada sobre los otros cuatro modos de control?
28. ¿Cuál es el modo de control más ampliamente utilizado en la industria americana moderna?
29. ¿Siempre verá una válvula accionada por solenoide como elemento corrector final en control proporcional? ¿Por qué?

30. ¿Qué beneficio se consigue al ampliar la zona de actuación en un controlador Todo o Nada?
31. ¿Qué desventaja aparece al ampliar la zona de actuación de un controlador Todo o Nada?
32. En control proporcional, si quiere que el controlador produzca una "fuerte" reacción a una cantidad dada de error, ¿debería ampliar la banda proporcional o estrecharla? Explique.
33. Si el rango total de control de un controlador de temperatura es 100°F y la banda proporcional es del 15%, ¿en qué cantidad debe cambiar la medida de temperatura para que haga que el dispositivo corrector pase de una posición extrema a la otra?
34. El controlador de la Pregunta 33 llevará la válvula final de control desde cerrada totalmente a abierta totalmente si la temperatura cambia en 280°F . ¿Cuál es la banda proporcional?
35. Suponga que el controlador de la Pregunta 33 está controlado justamente en el valor de referencia con la válvula final de control con un 50% de abertura. El valor de referencia es 670°F . Suponga que un disturbio en el proceso hace que la medida de temperatura caiga a 630°F , lo cual hace que la válvula pase justamente a una abertura del 100%. ¿Qué tan ancha es la banda proporcional?
36. El controlador de la Pregunta 33 está controlando justamente en el valor de referencia (670°F) con la válvula final de control en un 50% de abertura. La banda proporcional está ajustada al 40%. ¿Qué medida de temperatura hará que la válvula de control pase a una abertura completa? ¿Qué temperatura hará que pase a un cierre completo?
37. El controlador de la Pregunta 33 está controlando justo al valor de referencia de 780°F con la válvula final de control en un 75% de abertura. La banda proporcional está ajustada al 25%. ¿Qué medida de temperatura hará que la válvula de control se abra completamente? ¿Se cierre completamente?
38. Un cierto controlador de temperatura tiene un rango de control de 1.500°F a 2.000°F . Está controlando justamente al valor de referencia de 1.690°F con la válvula de control al 35% de abertura. La banda proporcional está ajustada al 28%. ¿Qué temperatura hará que la válvula de control se abra completamente? ¿Se cierre completamente?
39. El controlador de la Pregunta 38 está controlando justo al valor de referencia de 1.690°F con la válvula de control en un 35% de abertura. La banda proporcional es del 45%. ¿Qué temperatura hará que la válvula se cierre completamente? ¿Se abra completamente?
40. ¿Qué producirá un mayor desbalance, una banda proporcional ancha o una banda proporcional estrecha?
41. ¿Explique por qué con el modo de control proporcional ocurre un desbalance permanente?
42. Un controlador proporcional de temperatura está controlando a 1.415°F con el valor de referencia a 1.425°F . La abertura de la válvula de control es del 80%. Si el valor de referencia se aumenta a 1.430°F , ¿el desbalance será mayor o menor? Explique su respuesta.
43. En el modo de control proporcional-integral, ¿cuáles son los dos factores que determinan la señal de salida del controlador?
44. ¿Qué resultado benéfico se consigue al utilizar control proporcional-integral en lugar del control estrictamente proporcional?
45. ¿Cuándo tiende un controlador proporcional-integral a corregir más rápido el desbalance, cuándo la constante de tiempo de integración es grande o cuándo es pequeña?
46. ¿Cómo es la razón de reposición relacionada con la constante de tiempo de integración?
47. ¿En la Figura 9-16 cómo aumentaría la razón de reposición, aumentando la resistencia R o disminuyéndola?
48. ¿Explique por qué se estrecha la banda proporcional a medida que aumenta la resistencia del potenciómetro de ajuste de la banda proporcional?
49. ¿En un controlador proporcional-integral-derivativo, si desea que la respuesta derivativa sea más vigorosa, debería aumentar o disminuir la razón de tiempo?
50. ¿Cómo podría aumentar la razón de tiempo en el controlador de la Figura 9-18, aumentando R o disminuyéndola?
51. En la Figura 9-17, la válvula finaliza en la misma posición final sin importar cuál sea la razón de reposición. Explique ¿por qué es razonable y esperado?
52. En la Figura 9-17, la cantidad de tiempo que toma la válvula de control para estabilizarse en su posición final varía dependiendo de la razón de reposición. Explique por qué esto es lo esperado.
53. En la Figura 9-20, la cantidad inicial de cambio en la posición de la válvula varía dependiendo de la razón de tiempo. Explique por qué esto es lo esperado.
54. En la Figura 9-20, el máximo error después de un disturbio depende de la razón de tiempo. Explique por qué esto es lo esperado.
55. Explique el significado de atraso de transferencia. ¿Por qué en los procesos existe el atraso de transferencia?
56. ¿Por qué se considera el atraso de transferencia un serio problema de control, mientras que el retardo de reacción del proceso (constante de tiempo de retardo) no es considerado tan serio?
57. En el sistema de control de nivel de líquido de la Figura 9-1, ¿qué proporciona la capacidad del sistema? ¿Qué causa la resistencia del sistema?
58. Explique el significado de atraso de transporte. ¿Por qué existe en algunos procesos el atraso de transporte?
59. ¿Cuál es un problema de control más serio, el atraso del transporte o el atraso de transferencia? ¿Por qué?
60. Defina tiempo muerto. ¿Cuál es la causa principal del tiempo muerto en un servo sistema?
61. ¿En términos generales, cuándo es aceptable el modo de control Todo o Nada?
62. ¿Bajo qué condiciones generales es necesario utilizar el modo de control proporcional en lugar del modo de control Todo o Nada?
63. ¿Bajo qué condiciones generales es necesario utilizar el modo de control proporcional-integral en lugar del modo proporcional solo?
64. ¿Bajo qué condiciones generales es necesario utilizar el modo de control proporcional-integral-derivativo en lugar del modo proporcional-integral?

La entrada (o entradas) al sistema.
 El controlador y los dispositivos de actuación.
 La instalación (mecanismo o proceso que se controla).
 La salida (variable controlada).
 Elementos de realimentación (sensores).

Analizando los efectos que el controlador y la instalación tienen sobre las entradas, se pueden predecir las salidas que se obtendrán como resultado bajo determinadas condiciones. Con el objeto de poder realizar este análisis, se deberá modelar el sistema por medios matemáticos.

Modelos matemáticos

Los modelos matemáticos son simplemente representaciones matemáticas de sistemas del mundo real. Estos modelos se desarrollan a través de la aplicación, a los elementos de un sistema, de las reglas conocidas del comportamiento. La ley de Hooke para el funcionamiento de un muelle es un ejemplo:

$$F = K_s x \quad (3-1)$$

donde F es la fuerza aplicada al muelle, x es el desplazamiento debido a la aplicación de la fuerza y K_s es la «constante de elasticidad del muelle». Empleando relaciones físicas de este tipo se pueden desarrollar modelos de sistemas más complicados que un muelle. A título de ejemplo, se formulará el modelo para un sistema mecánico familiar: el sistema de amortiguación de la masa de un muelle.

En la Figura 3-1 se muestra una ilustración del sistema, que consiste en un bloque con una determinada masa, suspendido de un amortiguador que está fijado a una pared. La masa está enganchada al muelle y en el otro extremo se produce el desplazamiento de la posición de equilibrio. Se utilizarán los siguientes símbolos para representar los diversos parámetros de comportamiento del sistema:

y = desplazamiento de la masa.
 M = masa del bloque.
 K_s = constante del muelle.
 K_d = coeficiente de amortiguación del amortiguador.
 x = desplazamiento del extremo del muelle.

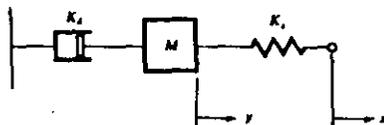


Figura 3-1. Diagrama esquemático de un sistema amortiguador de masa de muelle.

La operación del sistema se puede describir como la suma de las fuerzas aplicadas a la masa. La fuerza debida a la aceleración de la masa es:

$$M \frac{d^2 y}{dt^2}$$

La fuerza debida al amortiguador es:

$$K_d \frac{dy}{dt}$$

La fuerza debida al muelle es:

$$K_s y - K_s x$$

El resultado de sumar todas las fuerzas es:

$$M \frac{d^2 y}{dt^2} + K_d \frac{dy}{dt} + K_s y = K_s x \quad (3-2)$$

En este sistema, la entrada es x , que representa el desplazamiento del extremo del muelle y la salida del sistema es y , que representa el desplazamiento del bloque. El sistema ha sido descrito por una ecuación diferencial lineal de segundo orden que relaciona la entrada y la salida. Esta descripción matemática del sistema permite analizar su comportamiento. Antes de comenzar el análisis, sin embargo, se desarrollarán otras herramientas de utilidad para la construcción del modelo.

Funciones de transferencia

Las ecuaciones diferenciales lineales se pueden reescribir utilizando el operador diferencial s . La variable s se utiliza para la representación de la operación matemática de tomar la derivada de una variable dependiente con respecto al tiempo. De ese modo, las funciones que son variables de tiempo (por ejemplo $x(t)$ e $y(t)$) se convierten en funciones de la variable s (por ejemplo $X(s)$ e $Y(s)$). Aplicando a s las transformadas de Laplace, las ecuaciones lineales diferenciales se pueden convertir en expresiones equivalentes que son funciones de s . (Se supone el conocimiento, por parte del lector, de la transformada de Laplace y del operador s para los análisis de sistemas lineales.) Aplicando s , la Ecuación (3-2) se puede escribir como:

$$Ms^2 Y(s) + K_d s Y(s) + K_s X(s) = K_s X(s) \quad (3-3)$$

La función de transferencia relaciona la salida del sistema con una entrada.

finales. Se examinan los diferentes tipos de efectores finales, junto con las consideraciones técnicas para su diseño. En este capítulo se prestará especial atención a las pinzas utilizadas para manipular piezas de trabajo. En los Capítulos 6 y 7 se examina otro tipo de periférico empleado en la robótica industrial: los sensores. El Capítulo 6 se refiere a la diversidad de sensores normalmente encontrados en las aplicaciones de robots, con énfasis sobre los sensores de contacto y fuerza. En el Capítulo 7 se examina la tecnología de la visión de máquina. Los sensores, combinados con un cerebro informático suficientemente potente para su empleo, proporcionan a los robots notables capacidades para ejecutar un trabajo de utilidad.

SISTEMAS DE CONTROL Y COMPONENTES

Un robot es un sistema mecánico cuyo control debe estar encaminado a efectuar una tarea de utilidad. Toda tarea implica el movimiento de un brazo manipulador. Por lo tanto, la primera función del sistema de control del robot es posicionar y orientar la muñeca (y el efector final) con una velocidad y precisión especificadas. Este capítulo y el siguiente tratan del control de las articulaciones mecánicas de un robot industrial. En el presente capítulo se considera la teoría básica de los sistemas de control y de los componentes que se utilizan con más frecuencia para la aplicación de la teoría a una articulación sencilla de un manipulador de robot. El Capítulo 4 considera el análisis matemático indispensable para el control de un sistema de robot completo que implique a varias articulaciones.

3-1. CONCEPTOS BASICOS DE SISTEMAS DE CONTROL Y MODELOS

Esta y las dos siguientes secciones repasarán algunos de los conceptos básicos y técnicas de modelos matemáticos utilizados para el análisis de sistemas de control. Se pondrá más énfasis en el estudio de los sistemas mecánicos, ya que el manipulador de robot se encuentra dentro de este grupo. Los lectores familiarizados con los sistemas de alimentación lineal que lo deseen, pueden pasar por alto estas secciones e ir a la Sección 3-4.

Cuando se estudia un sistema mecánico se está interesado por la respuesta del sistema para determinadas entradas. Estas entradas incluyen las órdenes de control del sistema y las magnitudes perturbadoras del entorno. Un sistema se puede dividir en cinco componentes principales:

La función de transferencia de la amortiguación de la masa de un muelle se puede obtener reescribiendo la Ecuación (3-3) como:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K_2}{Ms^2 + K_4s + K_3} \quad (3-4)$$

Diagramas de bloques

Suele ser de utilidad proporcionar una representación esquemática del sistema junto con el modelo matemático. El diagrama de bloques es un recurso frecuente de representación gráfica de las relaciones establecidas entre los componentes del sistema. Estos diagramas se construyen a partir de cuatro elementos básicos:

- Bloques de función.
- Flechas de señales.
- Uniones de suma.
- Puntos de despegue.

La Figura 3-2 ilustra estos cuatro componentes. El bloque de función, Figura 3-2(a), representa a cada uno de los componentes del sistema y contiene la función de transferencia para el componente. Las flechas de señales, Figura 3-2(b), indican el sentido de las señales y variables del diagrama. Las flechas se usan para conectar los bloques funcionales y otros componentes del sistema. Las uniones de suma (también llamadas puntos de suma) permiten añadir dos o más señales (de forma algebraica), como se muestra en la Figura 3-2(c). Los puntos de despegue están dibujados en el apartado (d). Permiten compartir las señales y variables entre más de un solo componente.

Cualquier sistema lineal, mediante el ensamblaje de estos componentes, se puede representar en forma de diagrama de bloques. Por convenio, los diagramas de bloques se suelen leer de izquierda a derecha, con entradas

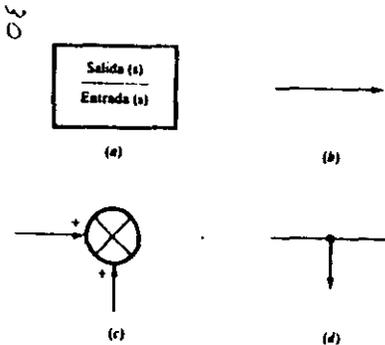


Figura 3-2. Elementos de un diagrama de bloques: (a) bloque funcional, (b) flecha de señal, (c) unión de suma y (d) punto de despegue inicial.

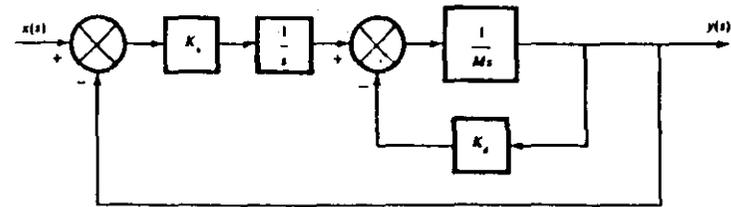


Figura 3-3. Diagrama de bloques para el Ejemplo 3-1.

que aparecen por la izquierda y salidas que se dirigen hacia la derecha. Las uniones de suma pueden tener varias flechas de entrada, pero sólo una flecha de salida. Los bucles de realimentación, por norma general, se desplazan de derecha (lado de salida) a izquierda (lado de entrada).

Ejemplo 3-1. Dibujar el diagrama de bloques correspondiente al sistema de amortiguación de la masa de un muelle representado por las Ecuaciones (3-2) y (3-3) en el texto.

La Figura 3-3 muestra el diagrama de bloques que se obtiene como resultado.

Ejemplo 3-2. Desarrollar el diagrama de bloques correspondiente al conjunto de ecuaciones indicado a continuación, que utiliza $X(s)$ como entrada e $Y(s)$ como salida del sistema:

$$\begin{aligned} W(s) &= X(s) - Y(s) \\ V(s) &= W(s) - Z(s) \\ Z(s)(s + 5) &= V(s)(s + 2) \\ Y(s)(s^2 + 5s + 6) &= Z(s) \end{aligned}$$

La Figura 3-4 muestra el diagrama de bloques resultante.

Los diagramas de bloques complicados se pueden simplificar utilizando una técnica de reducción conocida con el nombre de álgebra de diagrama de bloques. A título de ejemplo, dos bloques de funciones en serie se pueden

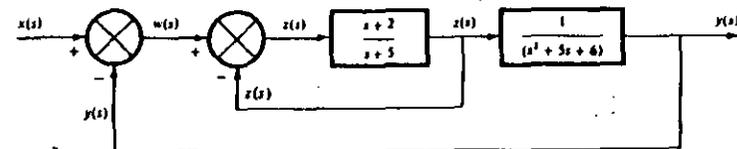


Figura 3-4. Diagrama de bloques para el Ejemplo 3-2.

unir en un solo bloque. En la Figura 3-5 se muestran estas técnicas de reducción. El procedimiento más frecuente consiste en unir, en primer lugar, todos los bloques en serie del diagrama para formar un bloque único. Después, utilizando el mismo procedimiento, se realiza la unión de los bloques en paralelo. A continuación, los bucles básicos de realimentación se reducen a bloques sencillos equivalentes. Por último, se desplazan los

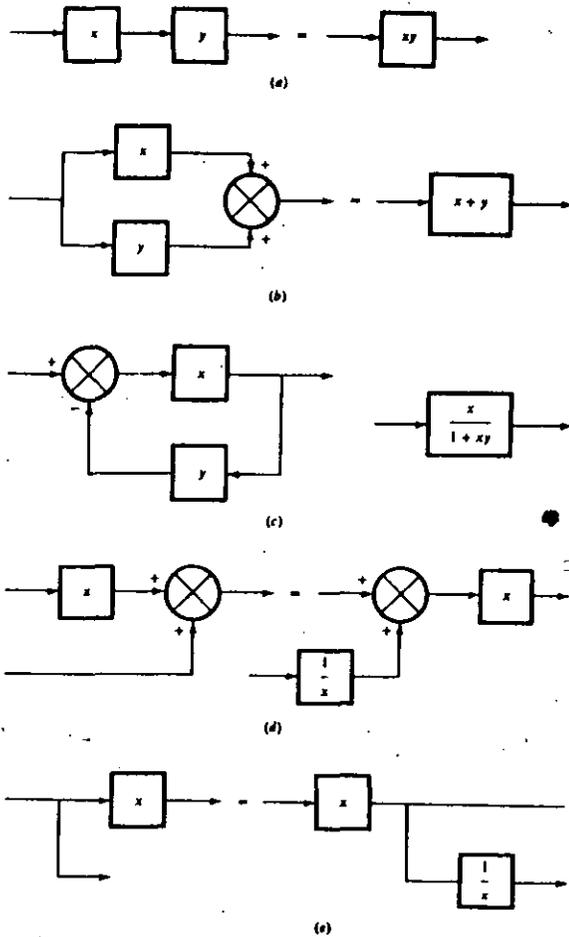


Figura 3-5. Álgebra de diagrama de bloques: (a) bloques en serie, (b) bloques en paralelo, (c) eliminación de un bucle de realimentación, (d) desplazamiento de una unión de suma y (e) desplazamiento de un punto de despegue.

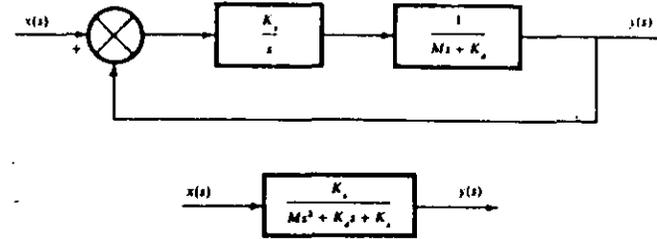


Figura 3-6. Reducción del diagrama de bloques para el Ejemplo 3-3.

puntos de suma hacia la izquierda y los puntos de despegue hacia la derecha. Estos procedimientos se deben repetir en los diagramas de bloques complicados en exceso. Su objetivo es el de simplificar el diagrama y convertirlo en un bloque único, que represente la función de transferencia del sistema.

Ejemplo 3-3. Aplicando el álgebra de diagrama de bloques, convertir el diagrama de bloques de la Figura 3-3 (Ejemplo 3-1) en un solo bloque.

Comenzando con la Figura 3-3, el diagrama se reducirá en dos pasos. La Figura 3-6 muestra esta transformación. El bloque resultante contiene la función de transferencia del sistema.

La ecuación característica

La ecuación característica para el sistema amortiguador de masa de muelle se puede escribir como:

$$Ms^2 + K_d s + K_s = 0 \tag{3-5}$$

y las raíces de la ecuación característica (3-5) vienen dadas por

$$s_{1,2} = -\frac{K_d}{2M} \pm \frac{\sqrt{K_d^2 - 4MK_s}}{2M} \tag{3-6}$$

Las prestaciones del sistema dependen de los valores de M , K_d y K_s . La «amortiguación» del sistema es un aspecto del funcionamiento del sistema que se puede determinar mediante el análisis de las raíces de la ecuación característica. Dependiendo de los valores de los parámetros de la ecuación característica, el sistema puede responder de cuatro formas diferentes. Las cuatro respuestas clasifican al sistema dentro de uno de los siguientes grupos:

1. Sistema no amortiguado.
2. Sistema subamortiguado.
3. Sistema con amortiguamiento crítico.
4. Sistema sobreamortiguado.

He aquí una breve descripción de cada uno de los cuatro tipos de respuesta del sistema.

No amortiguado. Para que un sistema sea un sistema no amortiguado, el coeficiente de amortiguación, K_d , tiene que ser igual a 0. En este caso, las raíces de la ecuación característica serán:

$$s_{1,2} = \pm j \sqrt{\frac{K_s}{M}} \quad (3-7)$$

Estas son raíces imaginarias. Si se toma X como entrada de unión del sistema, la respuesta se puede reescribir como:

$$y = C_1 \sin(\omega_n t) + C_2 \cos(\omega_n t) + X \quad (3-8)$$

donde ω_n , frecuencia natural del sistema, es igual a la raíz cuadrada de K_s/M . La Figura 3-7(a) es la representación gráfica de la respuesta que se muestra en la Ecuación (3-8). En ella se constata cómo esta respuesta es oscilante.

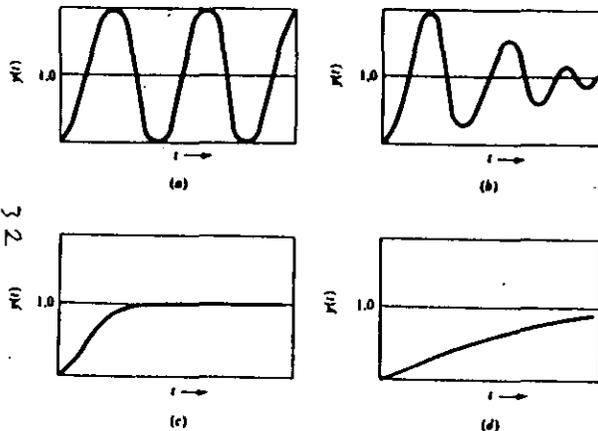


Figura 3-7. Curvas de respuesta para los cuatro casos posibles de un sistema lineal de segundo orden: (a) no amortiguado, (b) subamortiguado, (c) amortiguamiento crítico y (d) sobreamortiguado.

Subamortiguado. Se produce cuando el valor de la amortiguación es muy pequeño, es decir:

$$K_d^2 < 4MK_s$$

Las raíces se pueden escribir como:

$$s_{1,2} = -\frac{K_d}{2M} \pm j \frac{\sqrt{4MK_s - K_d^2}}{2M} \quad (3-9)$$

Si se sustituyen los términos correspondientes por a y ω_d , la Ecuación (3-9) se podría escribir como:

$$a_{1,2} = -a \pm j\omega_d \quad (3-10)$$

La respuesta al sistema se describe por:

$$y = e^{-at} [C_1 \sin(\omega_d t) + C_2 \cos(\omega_d t)] + X \quad (3-11)$$

Esta respuesta es similar a la anterior a excepción de dos puntos: ω_d que representa la frecuencia natural de amortiguación y el término e^{-at} que da lugar a una envolvente de amplitud decreciente para las oscilaciones que se representan en la Figura 3-7(b).

Amortiguamiento crítico. Esta situación se produce cuando:

$$K_d^2 = 4MK_s$$

Las raíces de la ecuación característica se pueden escribir como:

$$-\frac{K_d}{2M}$$

En este caso, la respuesta al sistema es:

$$y = C_1 e^{-at} + C_2 t e^{-at} + X \quad (3-12)$$

La Figura 3-7(c) representa esta respuesta. La amortiguación crítica proporciona la respuesta más rápida de los cuatro tipos sin sobrepasar la entrada.

Sobreamortiguado. Esta situación se produce cuando:

$$K_d^2 > 4MK_s$$

Las raíces son:

$$s_{1,2} = -a \pm b \quad (3-13)$$

donde b es igual a $\sqrt{K_d^2 - 4MK_d/2M}$. La respuesta al sistema es:

$$y = C_1 e^{(-a+bi)t} + C_2 e^{(-a-bi)t} + X \quad (3-14)$$

La Figura 3-7(d) ilustra esta situación. Como ocurría en el sistema con amortiguamiento crítico, esta respuesta no es oscilante. En cambio, el tiempo para alcanzar la deseada respuesta de estabilidad estática es más largo.

Aunque un manipulador de robot tiene un mecanismo diferente mucho más complicado que el sistema de amortiguación de la masa de un muelle analizado con anterioridad, tiene masa y rigidez que se puede vincular a la constante de elasticidad del muelle y articulaciones con amortiguación. Los movimientos resultantes del brazo del robot proceden, de modo similar, como la operación de un sistema descrito mediante una ecuación diferencial lineal de segundo orden con coeficientes constantes. Las complicaciones del manipulador de robot son: primero, se representa mediante una ecuación de nivel más alto que una ecuación de segundo orden; segundo, sus grados de libertad son más altos que los sencillos grados de libertad del ejemplo del sistema de amortiguación de la masa de un muelle y estos grados de libertad se influyen mutuamente en alguna medida, y tercero, este comportamiento incluye características no lineales.

No obstante, y a pesar de las complicaciones enumeradas, el diseño de un robot debe tener las mismas clases de características operativas expuestas en el ejemplo visto en secciones anteriores. Por ejemplo, el problema de estabilidad examinado en la Sección 2-4 del Capítulo 2, conlleva un conocimiento adicional que aporta claridad sobre lo desarrollado en esta sección. Hay controles de salidas que se deben llevar a cabo entre la respuesta del sistema y su estabilidad. En algunos casos, esto podría ser perjudicial para el sistema si sobrepasara el punto objetivo, por lo que será necesaria la sobre-amortiguación, obteniéndose como resultado una velocidad de respuesta mucho más lenta.

La Figura 3-8 muestra un diagrama general de bloques de los compo-

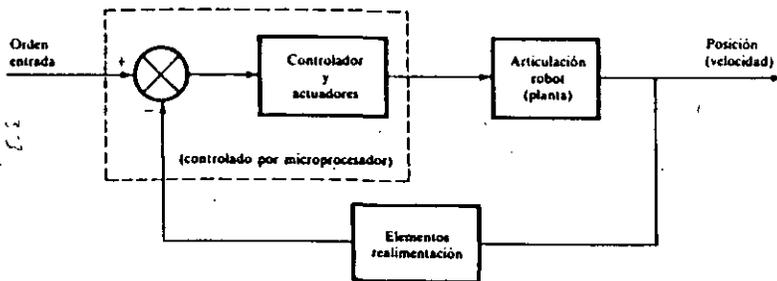


Figura 3-8. Configuración típica de un diagrama de bloques de un sistema de control para una articulación de robot.

entes del sistema de control para una articulación de un manipulador de robot. La orden de entrada es la posición definida (posiblemente la velocidad lo esté también) a la que ha de moverse la articulación. La variable de salida es la posición (y velocidad) actual de la articulación. Como se ilustra en la Figura 3-8, en casi todos los robots actuales, un microprocesador realiza la mayoría de las funciones computacionales del controlador de la articulación.

En las secciones anteriores se ha centrado el estudio sobre los modelos de sistemas físicos y los modos en que un sistema puede responder. A continuación, se volcará la atención sobre los métodos de control de respuesta de un sistema.

3-2. CONTROLADORES

Como se indica en la Figura 3-8, el controlador y el actuador se incluyen dentro de los componentes de un sistema de control. La función del controlador es comparar la salida real de la instalación con la orden de entrada para proporcionar una señal de control que reducirá el error a cero o tan cerca de cero como sea posible. En esta sección se presenta el funcionamiento teórico de estos controladores y en la sección siguiente se describen los dispositivos físicos que se utilizan para implantar este control en una articulación de robot.

El controlador suele estar formado por una unión de suma donde se comparan las señales de entrada y salida, un dispositivo de control que determina la acción de control, los amplificadores de potencia necesarios y los dispositivos de hardware asociados para realizar la acción de control en la instalación. El actuador se utiliza en robótica para convertir la acción de control en un movimiento físico del manipulador. El controlador y el actuador se pueden accionar mediante dispositivos neumáticos, hidráulicos, mecánicos, electrónicos o por combinaciones de ellos.

Existen cuatro acciones básicas de control que se utilizan por separado, o en combinación, para proporcionar los seis tipos más comunes de controladores. Las acciones son: control «todo o nada», control proporcional, control derivativo y control integral. Los seis tipos de control son:

1. «Todo o nada».
2. Proporcional.
3. Integral.
4. Proporcional más integral (P-I).
5. Proporcional más derivativo (P-D).
6. Proporcional más integral más derivativo (P-I-D).

Cada uno de estos tipos de controladores es el mejor para determinadas aplicaciones. Las subsecciones siguientes describen la operación de cada tipo de controlador.

Control «todo o nada»

En el controlador «todo o nada», el elemento de control sólo proporciona dos niveles de control: total o nulo. Un ejemplo de este tipo de controlador es el termostato doméstico. Si el error que se presenta en el controlador es $e(t)$ y la señal de control que proporciona el controlador es $m(t)$, entonces el controlador «todo o nada» se representa por:

$$\begin{aligned} m(t) &= M_1 & \text{para } e(t) > 0 \\ m(t) &= M_2 & \text{para } e(t) < 0 \end{aligned} \quad (3-15)$$

En la mayoría de los controladores de tipo «todo o nada», ni M_1 ni M_2 es igual a cero. El uso práctico de un controlador de esta clase suele exigir que el error tenga un cierto rango antes de que la conmutación tenga lugar. Esto impide que el controlador oscile con una frecuencia demasiado alta. Este rango se conoce como el intervalo diferencial.

Control proporcional

En los casos en que se requiera una acción de control más suave, puede utilizarse un controlador proporcional. El controlador proporcional desarrolla una señal de control proporcional al error. Esencialmente, actúa como un amplificador con una ganancia K_p . Su acción se representa por:

$$m(t) = K_p e(t) \quad (3-16)$$

Utilizando la notación del operador diferencial introducida con anterioridad, la función de transferencia será:

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p \quad (3-17)$$

Control integral

En un controlador, al emplear una acción de control integral, la señal de control se modifica a una velocidad proporcional a la señal de error. Es decir, si la señal de error es grande, la señal de control se incrementa con gran rapidez; si es pequeña, la señal de control se incrementa con lentitud. Este proceso se representa por:

$$m(t) = K_i \int e(t) dt \quad (3-18)$$

donde K_i es la ganancia del integrador. La correspondiente función de transferencia es:

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_i/s \quad (3-19)$$

utilizando $1/s$ como el operador para la integración. Si el error tendiese a cero, la salida del controlador permanecería constante. Esta característica permite utilizar los controladores integrales cuando existe algún tipo de carga constante en el sistema. Incluso si no existiese ningún error, el controlador, para neutralizar la carga, seguiría conservando una señal de salida.

Control proporcional más integral

Algunas veces es necesario combinar acciones de control. Un controlador proporcional es incapaz de neutralizar una carga en el sistema sin ningún error. Un controlador integral puede proporcionar un error cero, pero suele suministrar una respuesta lenta. Para resolver este problema se utiliza el controlador P-I. Se representa por:

$$m(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int e(t) dt \quad (3-20)$$

donde T_i regula la ganancia del integrador y K_p ajusta el integrador y la ganancia proporcional. La función de transferencia es:

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (3-21)$$

Control proporcional más derivativo

La acción del control derivativo proporciona una señal de control proporcional a la velocidad de cambio de la señal de error. Puesto que ésta no genera ninguna salida a menos que el error sea cambiado, en raras ocasiones se utiliza sola. El controlador P-D se representa por:

$$m(t) = K_p e(t) + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3-22)$$

y la función de transferencia es:

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p (1 + T_d s) \quad (3-23)$$

El efecto de la acción del control derivativo es anticipar cambios en el error y proporcionar una respuesta más rápida a los cambios.

Control proporcional más integral más derivativo

Tres de las acciones de control se pueden combinar para formar el controlador P-I-D. El controlador P-I-D se representa mediante:

$$m(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3-24)$$

y la función de transferencia es:

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (3-25)$$

El control P-I-D es el tipo de control más general y, con toda probabilidad, es el tipo de controlador más utilizado. Proporciona una respuesta rápida, un buen control de la estabilidad del sistema y un bajo error de régimen permanente. Como se indicó con anterioridad, en los modernos controladores de robot, los cálculos asociados con alguno de los controladores anteriores suelen ejecutarse por microcomputadoras.

3-3. ANALISIS DE UN SISTEMA DE CONTROL

El análisis de un sistema de control se puede dividir en dos partes: respuesta transitoria y respuesta de régimen permanente. La respuesta transitoria de un sistema es el comportamiento del sistema durante la transición desde algún estado inicial al estado final. La respuesta de régimen permanente es el comportamiento del sistema cuando el tiempo se aproxima a «infinito».

Respuesta transitoria de sistemas de segundo orden

Los sistemas lineales de segundo orden se utilizan con frecuencia en los análisis de sistemas de control, incluso cuando se sabe que el sistema particular de interés puede ser de orden más alto. Los sistemas de segundo orden a menudo se pueden aproximar a los sistemas físicos complejos con una razonable fidelidad. Volvamos a nuestra función de transferencia para el sistema de segundo orden que se obtuvo en la Sección 3-1.

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K_1}{Ms^2 + K_2s + K_3} \quad (3-26)$$

La frecuencia natural del sistema se representaba por

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_3}{M}}$$

La relación de amortiguación de un sistema de segundo orden se puede definir como:

$$z = \frac{Kd/2M}{\omega_n}$$

Si la relación de amortiguación es igual a cero, entonces el sistema oscilará continuamente. Si $z < 1$, pero mayor que cero, el sistema está subamorti-

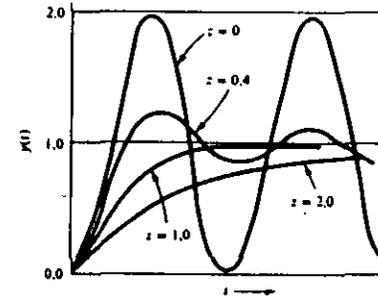


Figura 3-9. Respuestas transitorias para diferentes relaciones de amortiguación.

guado. Si $z = 1$, el sistema tiene un amortiguamiento crítico y si $z > 1$, el sistema está sobreamortiguado. La Figura 3-9 muestra la respuesta transitoria de un sistema de segundo orden con diferentes relaciones de amortiguación para una unidad de paso de entrada. Hay otros parámetros de interés en la respuesta transitoria de un sistema. Estos parámetros son:

- Tiempo de retardo, t_r : Es el tiempo que necesita el sistema para alcanzar la mitad del valor final por primera vez.
- Tiempo de subida, t_r : Es el tiempo que necesita el sistema para pasar del 10 al 90%, del 5 al 95% o del 0 al 100% del valor final.
- Tiempo máximo, t_p : Es el tiempo que necesita el sistema para alcanzar el desbordamiento máximo por primera vez.
- Desbordamiento máximo, M_p : Es el valor de tiempo máximo medido desde el valor de régimen permanente representado en la Figura 3-10.
- Tiempo de establecimiento, t_s : Es el tiempo que necesita el sistema para estar dentro de un alcance que tienda hacia el valor final. Por norma general, este valor se encuentra comprendido entre el 2 y el 5%.

La Figura 3-10 ilustra estos parámetros del sistema. En algunos casos, algunos de los parámetros carecen de importancia. En el caso de un sistema de amortiguación crítica no hay ningún desbordamiento y, por tanto, M_p y t_p no se aplican. En robótica, algunas veces puede resultar crítico que al sistema no se le permita el desbordamiento, mientras que en otras aplicaciones puede ser necesario permitirlo a causa de la velocidad. La compensación de estos parámetros, durante el diseño del sistema, es responsabilidad de los técnicos de control.

Dentro del alcance de la respuesta transitoria, está la cuestión de si el sistema será estable para todas las entradas. La estabilidad del sistema se interpreta para señalar que la salida del sistema no se impulsará hacia un valor infinito en respuesta a una entrada no infinita. La estabilidad se garantiza si las respuestas transitorias se dirigen, de forma gradual, hacia cero a medida que se incrementa el tiempo. La inestabilidad del sistema se produce cuando la respuesta transitoria aumenta con el tiempo.

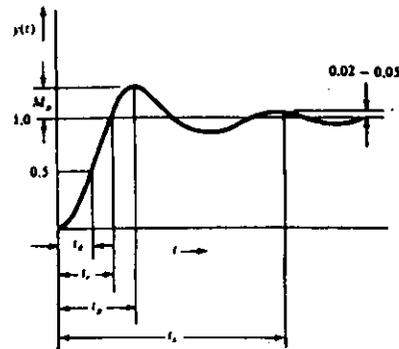


Figura 3-10. Parámetros de respuesta transitoria.

La estabilidad de cualquier sistema lineal se puede determinar si la ecuación característica del sistema es conocida y si es posible factorizar la ecuación. Haciendo referencia de nuevo al ejemplo de un sistema lineal de segundo orden, se relacionará a continuación el examen de la estabilidad con las cuatro respuestas del sistema descritas en la Sección 3-1. En el caso de los sistemas subamortiguado con amortiguamiento crítico y sobreamortiguado, las respuestas transitorias decrecen de forma gradual con el tiempo cuando la señal toma algún valor de régimen permanente. Todos estos sistemas son estables. La característica común que hace que cada uno de estos sistemas sea estable es el hecho de que sus ecuaciones características tengan raíces que sean números reales negativos o números complejos con partes reales negativas. Este es el requisito para la estabilidad. Si las raíces son del tipo antes indicado, la respuesta transitoria tenderá siempre a cero con el tiempo.

En el caso del sistema subamortiguado, la respuesta continúa oscilando porque el sistema no tiene ninguna amortiguación. Las raíces de la ecuación característica son números imaginarios sin componente real. Este sistema se denomina marginalmente estable. Representa la línea de división entre la estabilidad y la inestabilidad del sistema.

Respuesta de estabilidad en régimen permanente

El análisis de estabilidad en régimen permanente de un sistema de control está relacionado con la determinación de la respuesta del sistema después de que haya desaparecido la respuesta transitoria. Se supone que el sistema de interés es uno de tipo estable. En el análisis de régimen permanente, el sistema querrá saber si el sistema conseguirá el valor final deseado cuando se incremente el tiempo de operación. Un enfoque del problema sería resolver la ecuación diferencial del sistema cuando se someta a alguna entrada adecuada. Dependiendo del grado de dificultad de la ecuación diferencial, este procedimiento se podría convertir en una difícil solución.

Un método más directo es hacer uso del teorema de valor final a partir de la teoría de control que utiliza la transformada de Laplace de la salida del sistema.

El estado del teorema del valor final establece que el valor final de la función viene dado por:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sF(s) \quad (3-27)$$

donde $F(s)$ es la transformada de Laplace de la función $f(t)$. Está implícito en el anterior enunciado del teorema del valor final que el límite de $f(t)$ existe cuando el tiempo se aproxima a infinito.

Ejemplo 3-4. Se supone que en la Ecuación (3-2) los valores de las constantes son $M = 2$, $K_d = 6$ y $K_s = 5$. Además se supone que la entrada, x , al sistema es una función de escalón unidad. Determinar la respuesta de régimen permanente del sistema de acuerdo al teorema del valor final.

La respuesta de escalón unidad tiene una transformada de Laplace $= 1/s$. La función de transferencia para el sistema representado por la Ecuación (3-2) para los valores dados es:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{5}{2s^2 + 6s + 5}$$

Sustituyendo con la entrada de escalón unidad $1/s$ a $X(s)$ se obtiene la transformada de Laplace de la respuesta del sistema, $y(t)$. Expresada en el dominio de s , se tiene:

$$Y(s) = \frac{1}{s} \frac{5}{2s^2 + 6s + 5}$$

Sustituyendo $Y(s)$ en la Ecuación (3-27), se tendrá:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{5s}{s(2s^2 + 6s + 5)} = 1$$

3-4. ACTUACION DE UN ROBOT Y COMPONENTES DE REALIMENTACION

El control del manipulador de robot requiere la aplicación a un sistema mecánico de la teoría de control estudiada con anterioridad. En esta sección y en la siguiente se examinarán algunos tipos de dispositivos utilizados con bastante frecuencia como componentes de los sistemas de

6

ANALISIS DE RESPUESTA TRANSITORIA

6-1 INTRODUCCION

Se indicó en el Cap. 4 que el primer paso al analizar un sistema de control era establecer un modelo matemático del sistema. Obtenido ese modelo matemático se dispone de diversos métodos para analizar el comportamiento del sistema.

En la práctica no se conoce previamente la señal de entrada a un sistema de control, ya que ésta es de naturaleza aleatoria y no se puede expresar la entrada instantánea analíticamente. Solamente en algunos casos especiales la señal de entrada es conocida con anterioridad y puede ser expresada analíticamente o por curvas como es el caso del control automático de herramientas cortantes.

Al analizar y diseñar sistemas de control hay que tener una base de comparación del funcionamiento de los diversos sistemas de control. Se pueden establecer esas bases especificando señales de entrada particulares de prueba, y comparando las respuestas de los diversos sistemas a esas señales de entrada.

Muchos criterios de diseño están basados en estas señales o en la respuesta de los sistemas a cambios en las condiciones iniciales (sin ninguna señal de prueba). Se justifica el uso de señales de prueba debido a la correlación existente entre las características de un sistema a una señal de entrada típica de prueba y la posibilidad del sistema de manejar señales reales de entrada.

Señales de prueba típicas. Las señales de entrada de prueba más comúnmente usadas son las funciones escalón, funciones rampa, funciones aceleración, funciones impulso, funciones sinusoidal, etc. Con estas señales de prueba se pueden realizar análisis experimentales y matemáticos de los sistemas de control con facilidad, ya que las señales son funciones muy simples del tiempo.

Cuál o cuáles de esas señales de entradas típicas usar para analizar las características de un sistema, debe ser determinado por la forma de la entrada a que el sistema estará sujeto más frecuentemente en condiciones normales de operación. Si las entradas a un sistema de control son funciones gradualmente variables del tiempo una función rampa del tiempo puede ser una buena señal de prueba. Del mismo modo, si un sistema está sometido a perturbaciones bruscas, una buena señal de prueba puede ser una función escalón del tiempo; y para un sistema sometido a entradas bruscas, la mejor puede ser una función impulso. Una vez diseñado un sistema de control sobre la base de señales de prueba, el funcionamiento del sistema en respuesta a las entradas reales generalmente es satisfactorio. El uso de estas señales de prueba permite comparar el comportamiento de todos los sistemas sobre la misma base.

Este capítulo se ocupa de la respuesta de los sistemas a señales aperiódicas (como las funciones de tiempo: escalón, rampa, aceleración e impulso). (En los Caps. 9 y 10 se trata del análisis y diseño de sistemas basado en señales de prueba sinusoidales.)

Respuesta transitoria y respuesta estacionaria. La respuesta temporal de un sistema de control consiste en dos partes: la respuesta transitoria y la estacionaria. Por respuesta transitoria se entiende aquella que va desde el estado inicial al estado final. Por respuesta estacionaria se entiende la forma en la que la salida del sistema se comporta cuando t tiende a infinito.

Estabilidad absoluta, estabilidad relativa y error estacionario. Al diseñar un sistema de control se debe poder predecir el comportamiento dinámico del sistema por un conocimiento de sus componentes. La característica más importante del comportamiento dinámico de un sistema de control, es la estabilidad absoluta, es decir, si el sistema es estable o inestable. Un sistema está en equilibrio si, en ausencia de cualquier perturbación o entrada, la salida se mantiene en el mismo estado. Un sistema de control lineal invariante en el tiempo, es estable si finalmente la salida retorna a su estado de equilibrio cuando el sistema es sometido a una perturbación. Un sistema de control lineal invariante en el tiempo es inestable si continúa indefinidamente una oscilación en la salida, o si la salida diverge sin límite de su estado de equilibrio cuando el sistema es sometido a una perturbación. De hecho, la salida de un sistema físico puede aumentar hasta cierto punto, pero debe estar limitada por «topes» mecánicos, o el sistema puede averiarse o volverse no lineal después que la salida excede cierta magnitud, de manera que ya no se le aplican las ecuaciones diferenciales lineales. En este capítulo no se ha de tratar la estabilidad de sistemas no lineales. (Para el análisis de sistemas no lineales véanse Caps. 11 y 15.)

Un comportamiento importante del sistema (aparte de la estabilidad absoluta) al cual hay que dar cuidadosa consideración incluye la estabilidad relativa y el error estacionario. Como un sistema físico de control involucra almacenamiento de energía, la salida del sistema, relacionada con una entrada, no puede seguir a ésta inmediatamente sino que presenta una respuesta transitoria antes de poder alcanzar un estado estacionario. La respuesta transitoria a un sistema de control

práctico frecuentemente presenta oscilaciones amortiguadas antes de alcanzar un estado de equilibrio. Si la salida de un sistema en estado estacionario no coincide exactamente con la entrada, se dice que el sistema tiene un error estacionario. Este error indica la exactitud del sistema. Al analizar un sistema de control, se debe examinar el comportamiento de la respuesta transitoria, tal como el tiempo requerido para alcanzar un nuevo estado estacionario y el valor del error en seguir una señal de entrada, así como el comportamiento estacionario.

6-2 FUNCIONES DE RESPUESTA IMPULSIVA

Para un sistema lineal invariante en el tiempo, la función transferencia $G(s)$ es

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)}$$

donde $X(s)$ es la transformada de Laplace de la entrada e $Y(s)$ es la transformada de Laplace de la salida. Se sigue que la salida $Y(s)$ puede ser escrita como el producto de $G(s)$ y $X(s)$ o

$$Y(s) = G(s)X(s) \quad (6-1)$$

Se hace notar que la multiplicación en el dominio complejo es equivalente a la convolución en el dominio temporal, de modo que la transformada inversa de Laplace de la Ec. (6-1) es dada por la siguiente integral de convolución:

$$\begin{aligned} y(t) &= \int_0^t x(\tau)g(t-\tau) d\tau \\ &= \int_0^t g(\tau)x(t-\tau) d\tau \end{aligned}$$

donde

$$g(t) = x(t) = 0 \quad \text{para } t < 0$$

Funciones de respuesta impulsiva. Sea la salida (respuesta) de un sistema a una entrada impulso unitario cuando las condiciones iniciales son cero. Como la transformada de Laplace de la función impulso unitario es la unidad, la transformada de Laplace de la salida del sistema es, precisamente

$$Y(s) = G(s)$$

La transformada inversa de Laplace de la salida, dada por la Ec. (6-2), es la función respuesta impulsiva o

$$y(t) = g(t) = \text{función respuesta impulsiva}$$

Esta función también es llamada función pesante del sistema.

Entonces la función respuesta impulsiva $g(t)$ es la respuesta de un sistema lineal a una entrada impulso unitario con condiciones iniciales iguales a cero. La transformada de Laplace de esta función da la función transferencia. Por tanto, la función transferencia y la función respuesta impulsiva de un sistema lineal invariante en el tiempo, contienen la misma información sobre la dinámica del sistema. Por tanto, es posible obtener información completa sobre las características dinámicas del sistema excitándolo con una entrada impulsiva y midiendo la respuesta. En la práctica se puede considerar como un impulso, a un pulso de entrada con muy corta duración en comparación con las constantes de tiempo significativas del sistema.

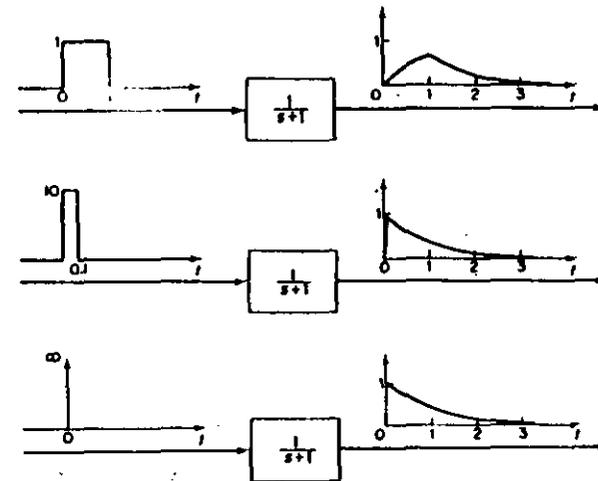


Fig. 6-1. Curvas de respuesta de un sistema de primer orden sometido a entradas pulso e impulsiva.

Considérese la respuesta de un sistema de primer orden a un impulso de entrada de amplitud $1/t_1$ y duración t_1 . Si la duración en el tiempo $0 < t < t_1$ de esta entrada es suficientemente pequeña comparada con la constante de tiempo del sistema T , la respuesta es aproximadamente una respuesta impulsiva unitaria. Un método de prueba para determinar si t_1 es suficientemente pequeña, es aplicar un pulso de magnitud $2/t_1$ y duración $t_1/2$. Si la respuesta a la entrada del pulso original y al pulso modificado son esencialmente iguales, se puede considerar a t_1 suficientemente pequeña. La Fig. 6-1 muestra las curvas de respuesta de un sistema de primer orden a pulsos de entrada y a impulsos de entrada. Nótese que si $t_1 < 0.1T$, la respuesta del sistema es casi idéntica a la respuesta impulsiva unitaria.

Integrales de convolución. En la práctica se puede aproximar una función impulsiva por una función pulso de gran amplitud y angosta en duración, cuya área

sea igual a la intensidad o área de la función impulso. Si la función de entrada $x(t)$ es una función pulso con amplitud $1/t_1$ y ancho t_1 , la integral de convolución

$$y(t) = \int_0^t x(\tau)g(t-\tau) d\tau$$

se vuelve

$$y(t) = \int_0^{t_1} \frac{1}{t_1} g(t-\tau) d\tau$$

$g(t)$ para t_1 suficiente pequeña

Así la respuesta de un sistema a un pulso de gran amplitud y angosto en duración con área unitaria es casi igual a la función respuesta impulsiva.

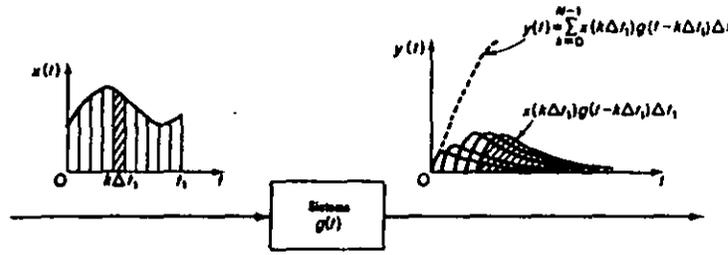


Fig. 6-2. Salida de un sistema como sumatoria de convolución.

Aproximación a integrales de convolución. Sea el sistema que se ve en la Fig. 6-2. Se supone que la función respuesta impulsiva es $g(t)$. Claramente la función transferencia del sistema es $\mathcal{L}[g(t)] = G(s)$. La entrada $x(t)$ comienza en $t = 0$ y dura hasta que $t = t_1$. Se halla la respuesta de este sistema a $x(t)$ aproximando la integral de convolución

$$y(t) = \int_0^t x(\tau)g(t-\tau) d\tau$$

por la suma de las respuestas a N funciones pulso.

Se puede aproximar la entrada $x(t)$ por una secuencia de N funciones pulso cuyo ancho es Δt_1 , donde $\Delta t_1 = t_1/N$. Si Δt_1 es suficientemente pequeña en comparación con la constante de tiempo más pequeña del sistema, el k -ésimo pulso puede ser considerado un impulso cuya magnitud es el área $x(k\Delta t_1)\Delta t_1$. Entonces la respuesta al k -ésimo pulso es

$$x(k\Delta t_1)\Delta t_1 g(t-k\Delta t_1)$$

que es el producto del área del impulso y de la función respuesta impulsiva retardada en $k\Delta t_1$.

Como el sistema en consideración es lineal, es válido el principio de superposi-

ción. Por tanto, la respuesta $y(t)$ del sistema a la secuencia de N funciones pulso es dada por la sumatoria de convolución:

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k\Delta t_1)g(t-k\Delta t_1)\Delta t_1 \quad (6-3)$$

donde

$$g(\tau) = 0 \quad \text{para } \tau < 0$$

La Ec. (6-3) da la respuesta al tiempo t . Como $g(\tau) = 0$ para $\tau < 0$, la respuesta no precede a la entrada. Entonces

$$y(0 \leq t < \Delta t_1) = x(0)g(t)\Delta t_1$$

$$y(\Delta t_1 \leq t < 2\Delta t_1) = [x(0)g(t) + x(\Delta t_1)g(t-\Delta t_1)]\Delta t_1$$

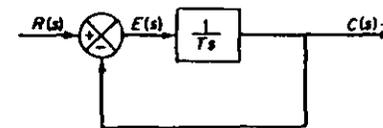
$$y(2\Delta t_1 \leq t < 3\Delta t_1) = [x(0)g(t) + x(\Delta t_1)g(t-\Delta t_1) + x(2\Delta t_1)g(t-2\Delta t_1)]\Delta t_1$$

$$y(N\Delta t_1 - \Delta t_1 \leq t \leq N\Delta t_1) = \left[\sum_{k=0}^{N-1} x(k\Delta t_1)g(t-k\Delta t_1) \right] \Delta t_1$$

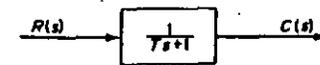
6-3 SISTEMAS DE PRIMER ORDEN

Sea el sistema de primer orden que puede verse en la Fig. 6-3 (a). Físicamente este sistema puede representar un circuito $R-C$, un sistema térmico, etc. En la Figura 6-3 (b) se ve un diagrama de bloques simplificado. La relación entrada-salida está dada por

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{1}{Ts+1} \quad (6-4)$$



(a)



(b)

Fig. 6-3. (a) Diagrama de bloques de un sistema de primer orden; (b) diagrama de bloques simplificado.

En lo que sigue, se han de analizar las respuestas del sistema a entradas tales como el escalón unitario, la rampa unitaria y el impulso unitario. Las condiciones iniciales han de ser cero.

Se hace notar que todos los sistemas que tienen la misma función transferencial han de presentar la misma salida en respuesta a la misma entrada. Para cualquier sistema físico dado se puede dar una interpretación física a la respuesta matemática.

Respuesta al escalón unitario en sistemas de primer orden. Como la transformada de Laplace de la función escalón unitario es $1/s$, reemplazando $R(s) = 1/s$ en la Ec. (6-4), se obtiene

$$C(s) = \frac{1}{Ts + 1} \frac{1}{s}$$

Desarrollando $C(s)$ en fracciones parciales da

$$C(s) = \frac{1}{s} - \frac{T}{Ts + 1} \quad (6-5)$$

Tomando la transformada inversa de Laplace de la Ec. (6-5), se obtiene

$$c(t) = 1 - e^{-t/T} \quad (t \geq 0) \quad (6-6)$$

La Ec. (6-6) establece que inicialmente la salida $c(t)$ es cero y finalmente se convierte en la unidad. Una de las características importantes de una curva de respuesta exponencial como ésta, $c(t)$ es que en $t = T$ el valor de $c(t)$ es 0,632, o sea que la respuesta $c(t)$ ha alcanzado el 63,2 % de su variación total. Se puede ver esto fácilmente sustituyendo $t = T$ en $c(t)$. Es decir,

$$c(T) = 1 - e^{-1} = 0,632$$

Es bien conocido que T es la constante de tiempo del sistema. Cuanto más pequeña la constante de tiempo, más rápida la respuesta del sistema. Otra característica importante de la curva de respuesta exponencial, es que la pendiente de la tangente en $t = 0$ es $1/T$ pues

$$\frac{dc}{dt} = \frac{1}{T} e^{-t/T} \Big|_{t=0} = \frac{1}{T} \quad (6-7)$$

La salida alcanzaría el valor final en $t = T$ si mantuviera su velocidad inicial de respuesta. De la Ec. (6-7) se ve que la pendiente de la curva respuesta $c(t)$ decrece monótonamente desde $1/T$ en $t = 0$ a cero en $t = \infty$.

La curva de respuesta exponencial $c(t)$ dada por la Ec. (6-6) es la de la Fig. 6-4. En una constante de tiempo, la curva respuesta exponencial ha ido desde 0 hasta el 63,2 % del valor final. En dos constantes de tiempo, la respuesta alcanza el 86,5 % del valor final. En $t = 3T$, $4T$ y $5T$, la respuesta alcanza 95, 98,2 y 99,3 %, respectivamente, del valor final. Entonces para $t > 4T$, la respuesta queda dentro del 2 %

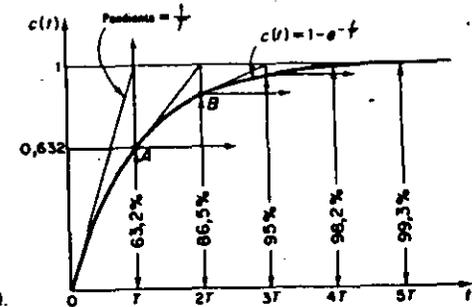


Fig. 6-4. Curva de respuesta exponencial.

del valor final. Como se ve en la Ec. (6-6) se alcanza matemáticamente el estado estacionario sólo tras un tiempo infinito. Sin embargo, en la práctica, una estimación razonable de la respuesta temporal es el tiempo que necesita la curva de respuesta para alcanzar la línea del 2 % del valor final, o sea cuatro constantes de tiempo.

Sea el sistema de la Fig. 6-5. Para determinar experimentalmente si el sistema es

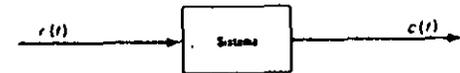


Fig. 6-5. Un sistema general.

o no de primer orden, se traza la curva $\log |c(t) - c(\infty)|$, donde $c(t)$ es la salida del sistema, como función de t . Si la curva resulta ser una línea recta, el sistema es de primer orden. Se puede determinar la constante de tiempo T directamente del gráfico, como el tiempo T que satisface la siguiente ecuación:

$$c(T) - c(\infty) = 0,368 [c(0) - c(\infty)]$$

Se hace notar que en lugar de representar $\log |c(t) - c(\infty)|$ en función de t , es conveniente representar $|c(t) - c(\infty)|/|c(0) - c(\infty)|$ en función de t en papel semilogarítmico, como puede verse en la Fig. 6-6

Respuesta a la rampa unitaria en sistemas de primer orden. Como la transformada de Laplace de la función rampa unitaria es $1/s^2$, se obtiene la salida del sistema de la Fig. 6-3 (a) como

$$C(s) = \frac{1}{Ts + 1} \frac{1}{s^2}$$

Desarrollando $C(s)$ en fracciones parciales da

$$C(s) = \frac{1}{s^2} - \frac{T}{s} + \frac{T^2}{Ts + 1} \quad (6-8)$$

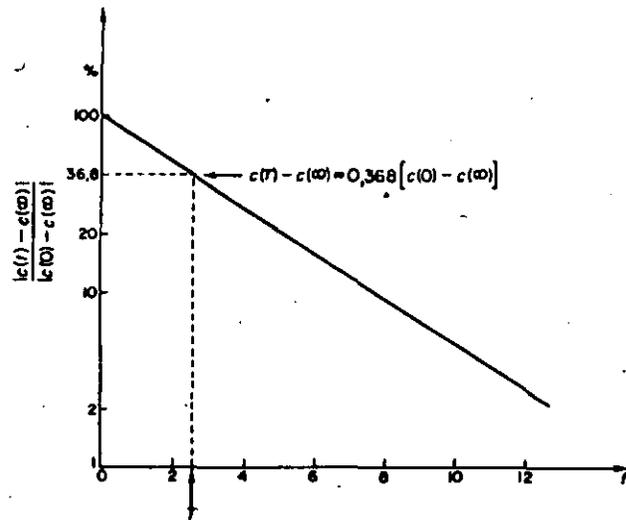


Fig. 6-6. Diagrama de $|c(t) - c(\infty)|/|c(0) - c(\infty)|$ en función de t , en papel semilogarítmico.

Tomando la transformada inversa de Laplace de la Ec. (6-8) se obtiene

$$c(t) = t - T + Te^{-t/T} \quad (t \geq 0)$$

Entonces la señal de error $e(t)$ es

$$\begin{aligned} e(t) &= r(t) - c(t) \\ &= T(1 - e^{-t/T}) \end{aligned}$$

A medida que t tiende a infinito, $e^{-t/T}$ tiende a cero, y de este modo la señal de error $e(t)$ tiende a T , o sea

$$e(\infty) = T$$

La entrada rampa unitaria y la salida del sistema aparecen en la Fig. 6-7. El error en seguir la entrada rampa unitaria es igual a T para t suficientemente grande. Cuanto menor la constante de tiempo T menor el error estacionario o permanente al seguir la entrada rampa.

Respuesta impulso unitario de sistemas de primer orden. Para la entrada impulso unitario, $R(s) = 1$ y se puede obtener la salida del sistema de la Fig. 6-3 (a) de

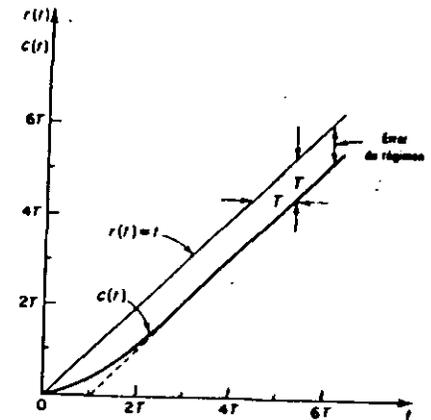


Fig. 6-7. Respuesta rampa unitaria del sistema de la Fig. 6-3(a).

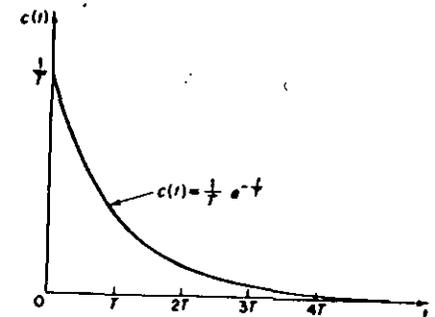


Fig. 6-8. Respuesta impulso unitario del sistema de la Fig. 6-3 (a).

$$C(s) = \frac{1}{Ts + 1}$$

$$c(t) = \frac{1}{T} e^{-t/T} \quad (t \geq 0) \quad (6-9)$$

En la Fig. 6-8 se ve la curva de respuesta dada por la Ec. (6-9).

Una propiedad importante de los sistemas lineales invariables en el tiempo. En el análisis previo se ha visto que para la entrada rampa unitaria, la salida $c(t)$ es

$$c(t) = t - T + Te^{-t/T} \quad (t \geq 0)$$

Para la entrada escalón unitario que es la derivada de la entrada rampa unitaria, la salida $c(t)$

$$c(t) = 1 - e^{-t/T} \quad (t \geq 0)$$

Finalmente para la entrada impulsiva unitaria, que es la derivada de la entrada escalón unitario, la salida $c(t)$ es

$$c(t) = \frac{1}{T} e^{-t/T} \quad (t \geq 0)$$

Comparando las respuestas del sistema a estas tres entradas se ve claramente que la respuesta a la derivada de una señal de entrada puede ser obtenida derivando la respuesta del sistema a la señal original. También se puede ver que se puede obtener la respuesta a la integral de la señal original integrando la respuesta del sistema a la señal original y determinando las constantes de integración de la condición inicial de salida cero. Como se indicó en el Cap. 4, ésta es una característica de los sistemas lineales invariantes en el tiempo. Los sistemas lineales variables en el tiempo y los sistemas no lineales no poseen esta característica.

6-4 SISTEMAS DE SEGUNDO ORDEN

En esta sección se ha de obtener primeramente la respuesta de un sistema de control específico de segundo orden a una entrada escalón y luego se ha de extender el análisis a la solución de otros sistemas de segundo orden.

Un servomecanismo. Sea un servomecanismo como el de la Fig. 6-9 (a). El objeto de este sistema es controlar la posición de la carga mecánica de acuerdo con la posición de referencia. El funcionamiento de este sistema es el siguiente: un par de potenciómetros actúan como dispositivo de medición de error. Estos convierten las posiciones de entrada y salida en señales eléctricas proporcionales. La señal de entrada de mando determina la posición angular r del brazo del cursor del potenciómetro de entrada. La posición angular r es la entrada de referencia al sistema, y el potencial eléctrico del brazo es proporcional a la posición angular del mismo. La posición del eje de salida determina la posición angular c del brazo de contacto del potenciómetro de salida. La diferencia de potencial $e_r - e_c = e$ es la señal de error, siendo e_r proporcional a r y e_c proporcional a c ; es decir, $e_r = K_0 r$ y $e_c = K_0 c$, donde K_0 es una constante de proporcionalidad. La señal de error que aparece en los terminales del potenciómetro es amplificada por el amplificador cuya ganancia constante es K_1 . La tensión de salida de este amplificador es aplicada al circuito de armadura del motor de cc. (El amplificador debe tener muy alta impedancia de entrada porque los potenciómetros son esencialmente circuitos de alta impedancia y no admiten drenaje de corriente. Al mismo tiempo, el amplificador debe tener baja impedancia de salida pues alimenta el circuito de armadura del motor.) Se aplica una tensión fija al devanado de campo. Si hay error, el motor desarrolla un par para girar la carga de salida de manera de reducir el error a cero. Para una corriente de campo constante, el par desarrollado por el motor es

$$T = K_2 i_a$$

donde K_2 es el par motriz constante e i_a es la corriente de armadura. Para el circuito de armadura,

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + K_3 \frac{d\theta}{dt} = K_1 e \tag{6-10}$$

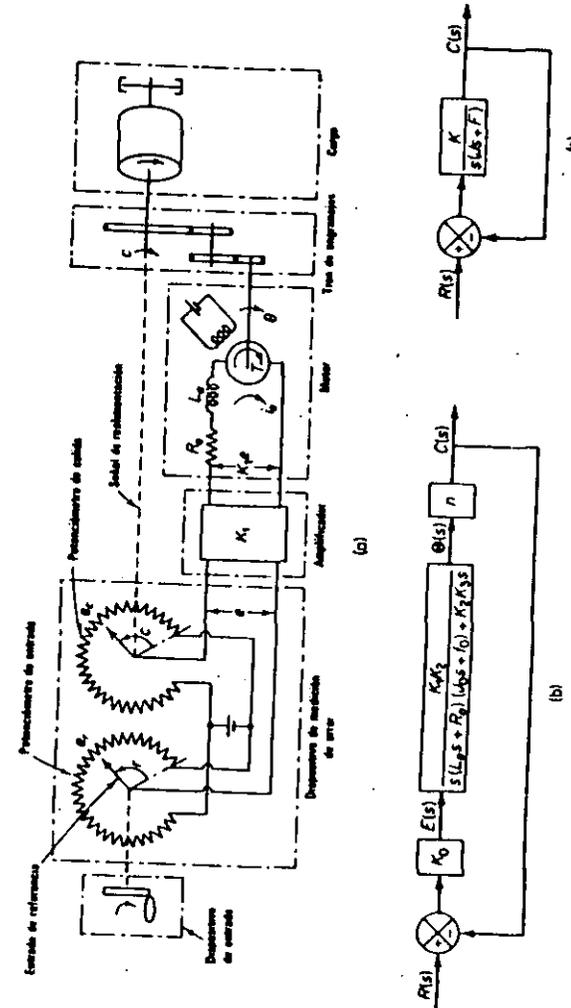


Fig. 6-9. (a) Diagrama esquemático de un servomecanismo; (b) y (c) diagramas de bloques.

donde K_2 es la constante de fuerza contraelectromotriz del motor y θ es el desplazamiento angular del eje del motor. La ecuación de equilibrio de pares es

$$J_0 \frac{d^2\theta}{dt^2} + f_0 \frac{d\theta}{dt} = T = K_2 i, \quad (6-11)$$

donde J_0 es la inercia de la combinación de motor, carga y tren de engranajes referido al eje del motor y f_0 es el coeficiente de fricción viscosa de la combinación motor, carga y tren de engranajes referido al eje del motor. La función transferencia entre el desplazamiento del eje del motor y la señal de error es obtenida de las Ecuaciones (6-10) y (6-11) del siguiente modo:

$$\frac{\Theta(s)}{E(s)} = \frac{K_1 K_2}{s(L_2 s + R_2)(J_0 s + f_0) + K_2 K_1} \quad (6-12)$$

donde $\Theta(s) = \mathcal{L}[\theta(t)]$ y $E(s) = \mathcal{L}[e(t)]$. Se supone que la relación de engranajes del tren de engranajes es tal que el eje de salida rota n veces por cada revolución del eje del motor. Así,

$$C(s) = n\Theta(s) \quad (6-13)$$

donde $C(s) = \mathcal{L}[c(t)]$ y $c(t)$ es el desplazamiento angular del eje de salida. La relación entre $E(s)$, $R(s)$ y $C(s)$ es

$$E(s) = K_0[R(s) - C(s)] \quad (6-14)$$

donde $R(s) = \mathcal{L}[r(t)]$. Se puede construir el diagrama de bloques de este sistema de las Ecs. (6-12), (6-13) y (6-14) como se ve en la Fig. 6-9 (b). La función transferencia en el paso directo de este sistema es

$$G(s) = \frac{K_0 K_1 K_2 n}{s[(L_2 s + R_2)(J_0 s + f_0) + K_2 K_1]}$$

Como L_2 generalmente es pequeña, se la puede despreciar y la función transferencia $G(s)$ en el paso directo se convierte en

$$G(s) = \frac{K_0 K_1 K_2 n}{s[R_2(J_0 s + f_0) + K_2 K_1]} \\ = \frac{K_0 K_1 K_2 n / R_2}{J_0 s^2 + \left(f_0 + \frac{K_2 K_1}{R_2}\right)s} \quad (6-15)$$

El término $[f_0 + (K_2 K_1 / R_2)]s$ indica que la fuerza contraelectromotriz del motor efectivamente aumenta la fricción viscosa del sistema. La inercia J_0 y el coeficiente de fricción viscosa $f_0 + (K_2 K_1 / R_2)$ están referidas al eje del motor. Cuando se multiplican J_0 y $f_0 + (K_2 K_1 / R_2)$ por $1/n^2$, se expresan la inercia y el coeficiente de fric-

ción viscosa en términos del eje de salida. Introduciendo nuevos parámetros definidos por

$J = J_0/n^2 =$ momento de inercia referido al eje de salida

$F = [f_0 + (K_2 K_1 / R_2)]/n^2 =$ coeficiente de fricción viscosa referido al eje de salida

$K = K_0 K_1 K_2 / n R_2$

la función transferencia $G(s)$ dada por la Ec. (6-15), puede ser simplificada dando

$$G(s) = \frac{K}{J s^2 + F s}$$

El diagrama de bloques del sistema que se ve en la Fig. 6-9 (b) resulta simplificado como puede verse en la Fig. 6-9 (c).

En lo que sigue, se han de estudiar las respuestas dinámicas de este sistema a entradas escalón unitario, rampa unitaria e impulso unitario.

Respuesta escalón de sistemas de segundo orden. La función transferencia de lazo cerrado del sistema que puede verse en la Fig. 6-9 (c), es

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{K}{J s^2 + F s + K} \\ = \frac{\frac{K}{J}}{\left[s + \frac{F}{2J} + \sqrt{\left(\frac{F}{2J}\right)^2 - \frac{K}{J}}\right] \left[s + \frac{F}{2J} - \sqrt{\left(\frac{F}{2J}\right)^2 - \frac{K}{J}}\right]} \quad (6-16)$$

Los polos de lazo cerrado son complejos si $F^2 - 4JK < 0$, y son reales si $F^2 - 4JK \geq 0$. En análisis de respuesta transitoria es conveniente escribir

$$\frac{K}{J} = \omega_n^2, \quad \frac{F}{J} = 2\zeta\omega_n = 2\sigma$$

donde σ es denominada atenuación, ω_n frecuencia natural no amortiguada y ζ relación de amortiguación del sistema. La relación de amortiguamiento ζ es la relación entre la amortiguación F y el amortiguamiento crítico $F_c = 2\sqrt{JK}$, o sea

$$\zeta = \frac{F}{F_c} = \frac{F}{2\sqrt{JK}}$$

Con esta notación se puede modificar el sistema que se ve en la Fig. 6-9 (c), en el sistema que se ve en la Fig. 6-10 y se puede escribir la función transferencia de lazo cerrado $C(s)/R(s)$ dada por la Ec. (6-16)

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (6-17)$$

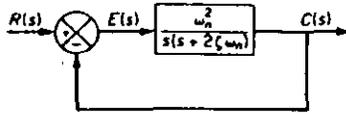


Fig. 6-10. Sistema de segundo orden.

Se puede describir el comportamiento dinámico de sistemas de segundo orden en términos de dos parámetros ζ y ω_n . Si $0 < \zeta < 1$, los polos del sistema cerrado son complejos conjugados y yacen en el semiplano s izquierdo. Entonces se dice que el sistema está subamortiguado y la respuesta transitoria es oscilatoria. Si $\zeta = 1$, se dice que el sistema tiene amortiguamiento crítico. Los sistemas sobreamortiguados corresponden a $\zeta > 1$. La respuesta transitoria de los sistemas con amortiguamiento crítico y sobreamortiguados, no oscilan. Si $\zeta = 0$, la respuesta transitoria no se extingue.

Ahora se ha de hallar la respuesta del sistema que aparece en la Fig. 6-10 a una entrada escalón unitario. Se han de considerar tres casos distintos: el subamortiguado ($0 < \zeta < 1$), amortiguado críticamente ($\zeta = 1$) y sobreamortiguado ($\zeta > 1$).

(1) Caso subamortiguado ($0 < \zeta < 1$): En este caso, se puede escribir $C(s)/R(s)$

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{(s + \zeta\omega_n + j\omega_d)(s + \zeta\omega_n - j\omega_d)}$$

donde $\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$. La frecuencia ω_d se denomina frecuencia natural amortiguada. Para una entrada escalón unitario, se puede escribir $C(s)$

$$C(s) = \frac{\omega_n^2}{(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)s} \quad (6-18)$$

La transformada inversa de Laplace de la Ec. (6-18) puede ser fácilmente obtenida si se escribe $C(s)$ del siguiente modo:

$$\begin{aligned} C(s) &= \frac{1}{s} - \frac{s + 2\zeta\omega_n}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \\ &= \frac{1}{s} - \frac{s + \zeta\omega_n}{(s + \zeta\omega_n)^2 + \omega_d^2} - \frac{\zeta\omega_n}{(s + \zeta\omega_n)^2 + \omega_d^2} \end{aligned}$$

En el Cap. 2 se mostró que

$$\begin{aligned} \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{s + \zeta\omega_n}{(s + \zeta\omega_n)^2 + \omega_d^2} \right] &= e^{-\zeta\omega_n t} \cos \omega_d t \\ \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{\omega_d}{(s + \zeta\omega_n)^2 + \omega_d^2} \right] &= e^{-\zeta\omega_n t} \sin \omega_d t \end{aligned}$$

Aquí, por tanto, se obtiene la transformada inversa de Laplace de la Ec. (6-18) como

$$\begin{aligned} \mathcal{L}^{-1}[C(s)] &= c(t) \\ &= 1 - e^{-\zeta\omega_n t} \left(\cos \omega_d t + \frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin \omega_d t \right) \end{aligned}$$

$$= 1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin \left(\omega_d t + \tan^{-1} \frac{\sqrt{1 - \zeta^2}}{\zeta} \right) \quad (t \geq 0) \quad (6-19)$$

Por supuesto se puede obtener este resultado directamente usando una tabla de transformadas de Laplace. De la Ec. (6-19) se puede ver que la frecuencia de oscilación transitoria es la frecuencia natural amortiguada ω_d y, por tanto, varía con la relación de amortiguamiento ζ . La señal de error en este sistema es la diferencia entre la entrada y salida y es

$$\begin{aligned} e(t) &= r(t) - c(t) \\ &= e^{-\zeta\omega_n t} \left(\cos \omega_d t + \frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin \omega_d t \right) \quad (t \geq 0) \end{aligned}$$

Esta señal de error presenta una oscilación sinusoidal amortiguada. En régimen estacionario o para $t \rightarrow \infty$, no hay error entre la entrada y salida.

Si la relación de amortiguamiento ζ es igual a cero, la respuesta se vuelve no amortiguada y las oscilaciones continúan indefinidamente. Se puede obtener la respuesta $c(t)$ para el caso de amortiguamiento cero reemplazando $\zeta = 0$ en la Ec. (6-19), con lo que se obtiene

$$c(t) = 1 - \cos \omega_n t \quad (t \geq 0) \quad (6-20)$$

Así de la Ec. (6-20) se ve que ω_n representa la frecuencia natural no amortiguada del sistema. Esto es, ω_n es la frecuencia a la cual oscilaría el sistema si se redujera el amortiguamiento a cero. Si el sistema lineal tiene un cierto amortiguamiento, no se puede observar experimentalmente la frecuencia natural no amortiguada. La frecuencia que se puede observar es la frecuencia natural amortiguada ω_d , que es igual a $\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$. Esta frecuencia es siempre menor que la frecuencia natural no amortiguada. Un incremento en ζ reduciría la frecuencia natural amortiguada ω_d . Si ζ se hace mayor que la unidad, la respuesta se hace sobreamortiguada y no produce oscilación.

(2) Caso de amortiguamiento crítico ($\zeta = 1$): En este caso, los dos polos de $C(s)/R(s)$ son casi iguales, se puede aproximar el sistema a uno con amortiguamiento crítico.

Para una entrada escalón unitario, $R(s) = 1/s$ y se puede escribir $C(s)$

$$C(s) = \frac{\omega_n^2}{(s + \omega_n)^2 s} \quad (6-21)$$

La transformada inversa de Laplace de la Ec. (6-21) puede ser hallada como

$$c(t) = 1 - e^{-\omega_n t} (1 + \omega_n t) \quad (t \geq 0) \quad (6-22)$$

Por supuesto se puede obtener este resultado haciendo que ξ tienda a la unidad en la Ec. (6-19) y usando el limite siguiente:

$$\lim_{\xi \rightarrow 1} \frac{\text{sen } \omega_d t}{\sqrt{1-\xi^2}} = \lim_{\xi \rightarrow 1} \frac{\text{sen } \omega_n \sqrt{1-\xi^2} t}{\sqrt{1-\xi^2}} = \omega_n t$$

(3) Caso sobreamortiguado ($\xi > 1$): En este caso los dos polos de $C(s)/R(s)$ son negativos reales y distintos. Para una entrada escalón unitario, $R(s) = 1/s$ y $C(s)$ puede escribirse

$$C(s) = \frac{\omega_n^2}{(s + \zeta\omega_n + \omega_n\sqrt{\zeta^2-1})(s + \zeta\omega_n - \omega_n\sqrt{\zeta^2-1})} \quad (6-23)$$

La transformada inversa de Laplace de la Ec. (6-23) es

$$\begin{aligned} c(t) &= 1 + \frac{1}{2\sqrt{\zeta^2-1}(\zeta + \sqrt{\zeta^2-1})} e^{-(\zeta + \sqrt{\zeta^2-1})\omega_n t} \\ &\quad - \frac{1}{2\sqrt{\zeta^2-1}(\zeta - \sqrt{\zeta^2-1})} e^{-(\zeta - \sqrt{\zeta^2-1})\omega_n t} \\ &= 1 + \frac{\omega_n}{2\sqrt{\zeta^2-1}} \left(\frac{e^{-s_1 t}}{s_1} - \frac{e^{-s_2 t}}{s_2} \right) \quad (t \geq 0) \end{aligned} \quad (6-24)$$

donde $s_1 = (\zeta + \sqrt{\zeta^2-1})\omega_n$ y $s_2 = (\zeta - \sqrt{\zeta^2-1})\omega_n$. Entonces la respuesta $c(t)$ incluye dos términos de caída exponencial.

Cuando ξ es apreciablemente mayor que la unidad, uno de los dos términos de caída exponencial decrece mucho más rápidamente que el otro, de modo que el término exponencial de caída más rápida (que corresponde a una constante de tiempo más pequeña) puede ser despreciado. Esto es, si $-s_2$ está ubicado mucho más cerca del eje $j\omega$ que $-s_1$ (lo que significa que $|s_2| \ll |s_1|$), se puede despreciar $-s_1$ para una solución aproximada. Esto es admisible porque el efecto de $-s_1$ en la respuesta es mucho menor que el de $-s_2$ porque el término que involucra s_1 en la Ec. (6-24) cae mucho más rápidamente que el término que involucra a s_2 . Una vez que ha desaparecido el término exponencial de caída más rápida, la respuesta es similar a la de un sistema de primer orden y se puede aproximar $C(s)/R(s)$ por

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\zeta\omega_n - \omega_n\sqrt{\zeta^2-1}}{s + \zeta\omega_n - \omega_n\sqrt{\zeta^2-1}} = \frac{s_2}{s + s_2}$$

Esta forma aproximada es una consecuencia directa del hecho de que los valores iniciales y finales de la relación original $C(s)/R(s)$ y la aproximada, concuerdan entre sí.

Con la función transferencia aproximada $C(s)/R(s)$ se puede obtener la respuesta al escalón unitario como

$$C(s) = \frac{\zeta\omega_n - \omega_n\sqrt{\zeta^2-1}}{(s + \zeta\omega_n - \omega_n\sqrt{\zeta^2-1})s}$$

La respuesta temporal $c(t)$ es, entonces,

$$c(t) = 1 - e^{-(\zeta - \sqrt{\zeta^2-1})\omega_n t} \quad (t \geq 0)$$

Esto da una respuesta aproximada al escalón unitario cuando uno de los polos de $C(s)/R(s)$ puede ser despreciado. En la Fig. 6-11 se muestra un ejemplo de función $c(t)$ de respuesta temporal aproximada para $\xi = 2$, $\omega_n = 1$, junto con la solución exacta de $c(t)$. La solución aproximada es

$$c(t) = 1 - e^{-0.27t} \quad (t \geq 0)$$

y la solución exacta para este caso es

$$c(t) = 1 + 0.077e^{-3.73t} - 1.077e^{-0.27t} \quad (t \geq 0)$$

La mayor diferencia entre las curvas de respuesta exacta y amortiguada está en la parte inicial de las curvas de respuesta.

En la Fig. 6-12 se ve una familia de curvas $c(t)$ con diversos valores de ξ , donde la abscisa es la variable adimensional $\omega_n t$. Las curvas son solamente función de ξ . Estas curvas son obtenidas de las Ecs. (6-19), (6-22) y (6-24). El sistema descrito por esas ecuaciones estaba inicialmente en reposo.

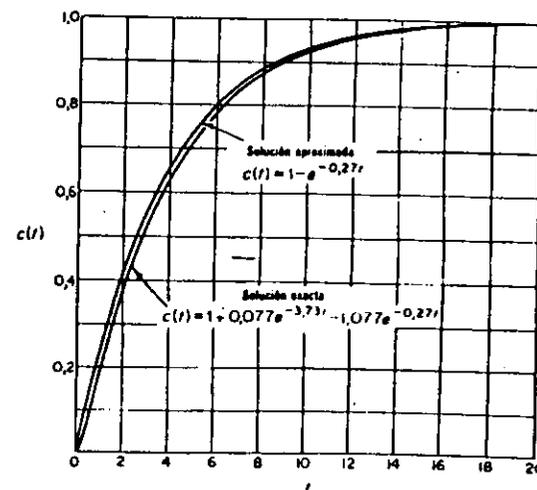


Fig. 6-11. Curvas de respuesta al escalón unitario, en el sistema que se ve en la Figura 6-10. (Caso amortiguado.)

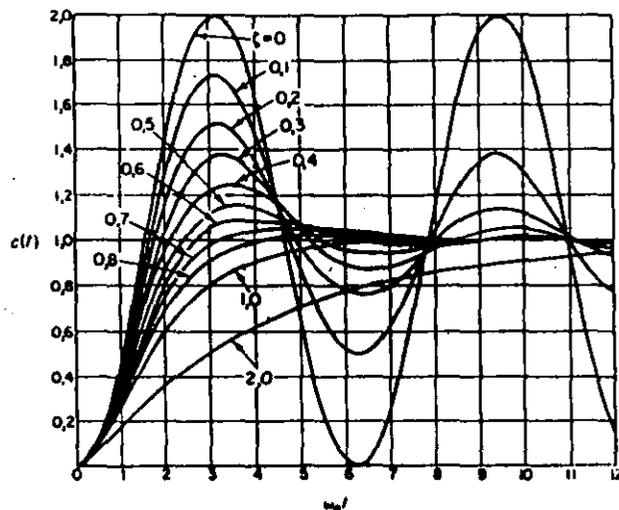


Fig. 6-12. Curvas de respuesta al escalón unitario para el sistema de la Fig. 6-10.

Se hace notar que dos sistemas de segundo orden con el mismo ζ , pero diferente ω_n , tienen el mismo sobreimpulso y el mismo diagrama oscilatorio. Se dice que estos sistemas tienen la misma estabilidad relativa.

Es importante notar que para sistemas de segundo orden cuya función transferencia de lazo cerrado es distinta de la dada por la Ec. (6-17), las curvas de respuesta a un escalón pueden ser muy distintas a las que se muestran en la Figura 6-12.

De la Fig. 6-12 se ve que un sistema subamortiguado con ζ comprendida entre 0,5 y 0,8 se aproxima al valor final más rápidamente que uno con amortiguamiento crítico o sobreamortiguado. Entre los sistemas que responden sin oscilación, el amortiguado críticamente presenta la respuesta más rápida. Un sistema sobreamortiguado siempre es lento en responder a cualquier entrada.

Definición de especificaciones de respuesta transitoria. En muchos casos prácticos, se especifican las características deseadas de los sistemas de control en términos de cantidades en el dominio del tiempo. Los sistemas con almacenamiento de energía no pueden responder instantáneamente y presentan respuestas transitorias siempre que se los somete a entradas o perturbaciones.

Frecuentemente, las características de funcionamiento de un sistema de control, son especificadas en términos de la respuesta transitoria a una entrada escalón unitario, ya que es fácil generarla y es suficientemente drástica. (Si se conoce la respuesta a una entrada escalón, matemáticamente es posible calcular la respuesta a cualquier entrada.)

La respuesta transitoria de un sistema a una entrada escalón unitario depende de las condiciones iniciales. Por conveniencia, para comparar respuestas transitorias de diversos sistemas, es costumbre usar la condición inicial normalizada de

que el sistema está inicialmente en reposo con la salida y todas sus derivadas en el tiempo son cero. Entonces se pueden comparar fácilmente las características de respuesta.

La respuesta transitoria de un sistema de control real frecuentemente presenta oscilaciones amortiguadas antes de alcanzar el estado estacionario. Al especificar las características de respuesta transitoria de un sistema de control a una entrada escalón unitario, es habitual especificar lo siguiente:

1. Tiempo de retardo, t_d
2. Tiempo de crecimiento, t_r
3. Tiempo de pico, t_p
4. Sobreimpulso máximo, M_p
5. Tiempo de establecimiento, t_s

En lo que sigue se definen estas especificaciones que aparecen indicadas gráficamente en la Fig. 6-13.

1. Tiempo de retardo, t_d : el tiempo de retardo es el tiempo que tarda la respuesta en alcanzar por primera vez la mitad del valor final.
2. Tiempo de crecimiento, t_r : el tiempo de crecimiento es el tiempo requerido para que la respuesta crezca del 10 al 90%, del 5 al 95% o del 0 al 100% de su valor final. Para sistemas de segundo orden subamortiguados normalmente se utiliza el tiempo de crecimiento de 0-100%. Para sistemas sobreamortiguados se acostumbra usar el tiempo de crecimiento de 10-90%.
3. Tiempo de pico, t_p : el tiempo de pico es el tiempo requerido por la respuesta para alcanzar el primer pico del sobreimpulso.
4. Máximo sobreimpulso (por ciento), M_p : el máximo sobreimpulso es el valor pico máximo de la curva de respuesta medido desde la unidad. Si el valor final estabilizado de la respuesta difiere de la unidad, es común utilizar el máximo sobreimpulso porcentual. Está definido del siguiente modo:

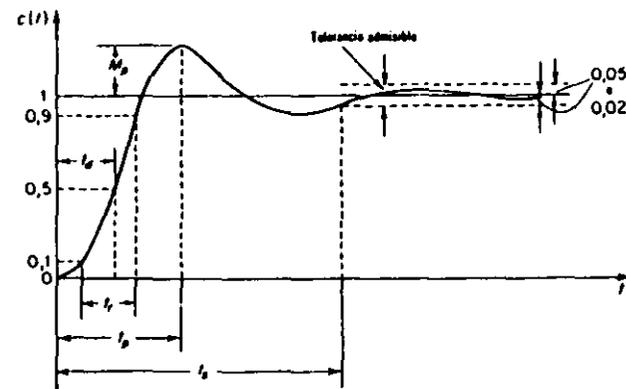


Fig. 6-13. Curva de respuesta al escalón unitario mostrando t_d , t_r , t_p , M_p y t_s .

$$\text{Máximo sobreimpulso porcentual} = \frac{c(t_p) - c(\infty)}{c(\infty)} \times 100\%$$

El valor del máximo sobreimpulso (porcentual), indica la estabilidad relativa del sistema.

5. Tiempo de establecimiento, t_s : el tiempo de establecimiento es el tiempo requerido por la curva de respuesta para alcanzar y mantenerse dentro de determinado rango alrededor del valor final de dimensión especificada en porcentaje absoluto del valor final (habitualmente 5% o 2%). Se relaciona el tiempo de establecimiento con la constante de tiempo más grande del sistema de control.

El criterio para la fijación del porcentaje de error a usar depende de los objetivos del diseño del sistema en cuestión.

Las especificaciones en el dominio del tiempo recién dadas son muy importantes, pues la mayoría de los sistemas de control son sistemas en el dominio del tiempo; es decir, deben presentar respuestas temporales aceptables. (Eso significa que el sistema de control debe ser modificado hasta que su respuesta transitoria sea satisfactoria.) Se hace notar que si se especifican los valores de t_d , t_r , t_p , t_s y M_p , virtualmente queda determinada la forma de la curva de respuesta. Se puede ver esto claramente en la Fig. 6-14.

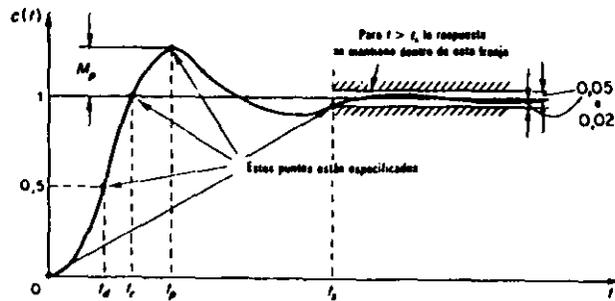


Fig. 6-14. Especificaciones de respuesta transitoria.

Se hace notar que no todas estas especificaciones necesariamente corresponden a un caso determinado. Por ejemplo, para un sistema sobreamortiguado no se aplican los términos tiempo pico y máximo sobreimpulso. (Para sistemas que dan error estacionario para entradas escalón, este error debe quedar mantenido dentro de un determinado nivel porcentual especificado. Se posponen hasta el Cap. 7 las discusiones detalladas sobre errores estacionarios.)

Algunos comentarios sobre especificaciones de respuesta a transitorios. Excepto en ciertas aplicaciones en que no se pueden tolerar oscilaciones, es deseable que la respuesta transitoria sea suficientemente rápida y esté suficientemente amortiguada. Así, para una respuesta transitoria deseable de un sistema de segundo orden, la relación de amortiguamiento debe estar entre 0,4 y 0,8. Valores pequeños

de ζ ($\zeta < 0,4$) dan excesivo sobreimpulso en la respuesta transitoria y un sistema con un valor grande de ζ ($\zeta > 0,8$) responde muy tardíamente.

Se verá más adelante que el máximo sobreimpulso y el tiempo de crecimiento están en conflicto entre sí. En otras palabras no se puede simultáneamente lograr un máximo sobreimpulso y un tiempo de crecimiento pequeños. Si se hace pequeño a uno de ellos, necesariamente el otro se hace grande.

Sistemas de segundo orden y especificaciones de respuesta transitoria. En lo que sigue se ha de obtener el tiempo de crecimiento, tiempo de pico, máximo sobreimpulso y tiempo de establecimiento de sistemas de segundo orden dados por la Ec. (6-17). Estos valores serán obtenidos en términos de ζ y ω_n . Se supone que el sistema ha de ser subamortiguado.

Tiempo de crecimiento t_r : Con referencia a la Ec. (6-19) se obtiene el tiempo de crecimiento t_r haciendo $c(t_r) = 1$ o

$$c(t_r) = 1 = 1 - e^{-\zeta\omega_n t_r} \left(\cos \omega_d t_r + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin \omega_d t_r \right) \quad (6-25)$$

Como $e^{-\zeta\omega_n t_r} \neq 0$, se obtiene la siguiente ecuación de la Ec. (6-25):

$$\cos \omega_d t_r + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin \omega_d t_r = 0$$

$$\tan \omega_d t_r = -\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} = -\frac{\omega_d}{\sigma}$$

Entonces, el tiempo de crecimiento t_r es

$$t_r = \frac{1}{\omega_d} \tan^{-1} \left(\frac{\omega_d}{-\sigma} \right) = \frac{\pi - \beta}{\omega_d} \quad (6-26)$$

donde β está definido en la Fig. 6-15. Se puede ver que el valor de $\tan^{-1}(-\sqrt{1-\zeta^2}/\zeta)$ está comprendido entre $\pi/2$ y π . Si $\zeta = 0_+$, entonces $\tan^{-1}(-\sqrt{1-\zeta^2}/\zeta) = \pi_+/2$; y si $\zeta = 1_-$, entonces $\tan^{-1}(-\sqrt{1-\zeta^2}/\zeta) = \pi_-$. Es evidente que para un valor pequeño de t_r , ω_n debe ser elevado.

Tiempo pico t_p : Con referencia a la Ec. (6-19) se puede obtener el tiempo de

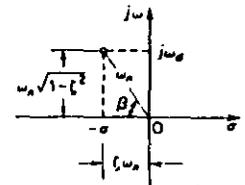


Fig. 6-15. Definición del ángulo β .

pico diferenciando $c(t)$ con respecto al tiempo y haciendo esa derivada igual a cero, o

$$\left. \frac{dc}{dt} \right|_{t=t_p} = (\text{sen } \omega_d t_p) \frac{\omega_n}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta \omega_n t_p} = 0$$

Esto da la siguiente ecuación:

$$\text{sen } \omega_d t_p = 0$$

o

$$\omega_d t_p = 0, \pi, 2\pi, 3\pi, \dots$$

Como el tiempo de pico corresponde al primer pico de sobreimpulso, $\omega_d t_p = \pi$. Por tanto,

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_d} \quad (6-27)$$

El tiempo de pico t_p corresponde a medio ciclo de la frecuencia de oscilación amortiguada.

Máximo sobreimpulso M_p : El máximo sobreimpulso se produce en el tiempo pico, o sea cuando $t = t_p = \pi/\omega_d$. Entonces de la Ec. (6-19), se obtiene M_p como

$$\begin{aligned} M_p &= c(t_p) - 1 \\ &= -e^{-\zeta \omega_n t_p} \left(\cos \pi + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \text{sen } \pi \right) \\ &= e^{-(\pi/\omega_d)\zeta \omega_n} = e^{-(\pi/\sqrt{1-\zeta^2})\zeta \omega_n} \end{aligned} \quad (6-28)$$

El sobreimpulso máximo porcentual es $e^{-(\pi/\sqrt{1-\zeta^2})\zeta \omega_n} \times 100\%$.

Tiempo de establecimiento t_s : Para un sistema de segundo orden subamortiguado, se obtiene la respuesta transitoria de la Ec. (6-19).

$$c(t) = 1 - \frac{e^{-\zeta \omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \text{sen} \left(\omega_d t + \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \right) \quad (t \geq 0)$$

Las curvas $1 \pm (e^{-\zeta \omega_n t}/\sqrt{1-\zeta^2})$ son las curvas envolventes de la respuesta transitoria a una entrada escalón unitario. La curva de respuesta $c(t)$ siempre se mantiene dentro del par de curvas envolventes, como se ve en la Fig. 6-16. La constante de tiempo de esas curvas envolventes, es $1/\zeta \omega_n$.

La velocidad de caída de la respuesta transitoria depende del valor de la constante de tiempo $1/\zeta \omega_n$. Para un valor ω_n dado, el tiempo de establecimiento t_s es una función de la relación de amortiguamiento ζ . De la Fig. 6-12, se ve que para

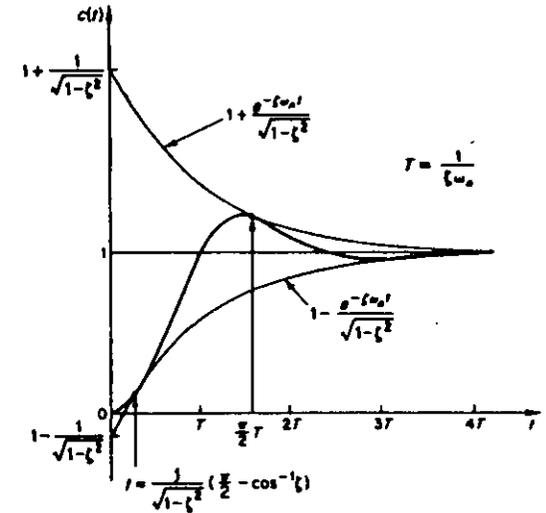


Fig. 6-16. Un par de curvas envolventes de la curva de respuesta al escalón unitario para el sistema que se ve en la Fig. 6-10.

el mismo ω_n y para un rango de ζ comprendido entre 0 y 1, el tiempo de establecimiento t_s para un sistema muy levemente amortiguado, es mayor que para un sistema adecuadamente amortiguado. Para un sistema sobreamortiguado, el tiempo de establecimiento t_s se hace grande debido a la tardía iniciación de la respuesta.

El tiempo de establecimiento correspondiente a una banda de tolerancia de $\pm 2\%$ o $\pm 5\%$ puede ser medido en términos de la constante de tiempo $T = 1/\zeta \omega_n$ de las curvas de la Fig. 6-12 para distintos valores de ζ . Se pueden ver los resultados en la Fig. 6-17. Para $0 < \zeta < 0,9$, si se usa el criterio de 2% , t_s es aproximadamente cuatro veces la constante de tiempo del sistema, o sea

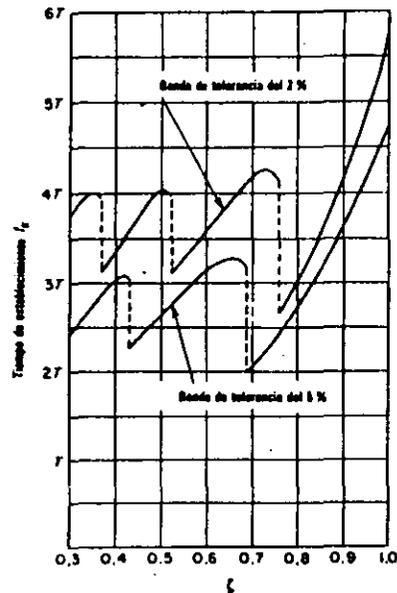
$$t_s = 4T = \frac{4}{\zeta \omega_n} \quad (6-29)$$

Si se usa el criterio de 5% , t_s es aproximadamente tres veces la constante de tiempo, o sea

$$t_s = 3T = \frac{3}{\zeta \omega_n} \quad (6-30)$$

El tiempo de establecimiento dado por la Ec. (6-29) [o Ec. (6-30)] alcanza un valor mínimo alrededor de $\zeta = 0,76$ o $[\zeta = 0,68]$ y aumenta casi linealmente para valores mayores de ζ . Las discontinuidades en las curvas de la Fig. 6-17 se producen debido a un cambio infinitesimal que en el valor de ζ puede producir un cambio finito en el tiempo de establecimiento, como se ve en la Fig. 6-18.

Se hace notar que el tiempo de establecimiento es inversamente proporcional al producto de la relación de amortiguamiento y la frecuencia natural no amorti-

Fig. 6-17. Tiempo de establecimiento t_s en función de ζ .

guada del sistema. Como el valor de ζ generalmente es determinado por un requerimiento de máximo sobreimpulso permitido, el tiempo de establecimiento está determinado principalmente por la frecuencia natural no amortiguada ω_n . Esto

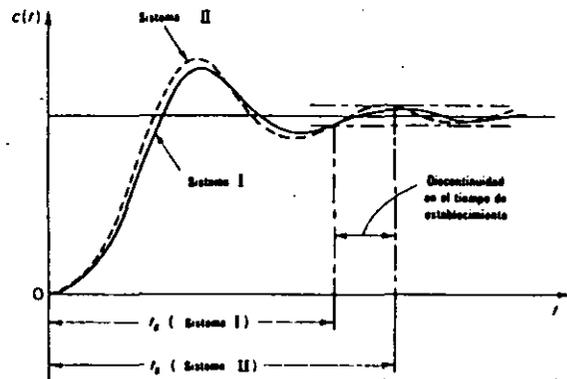
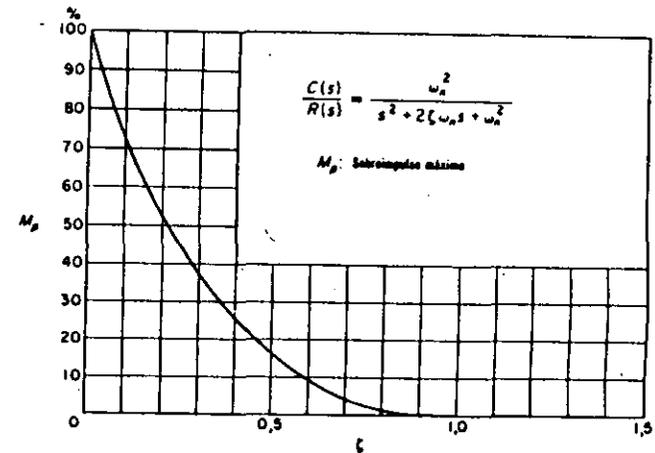


Fig. 6-18. Curvas de respuesta al escalón unitario mostrando una discontinuidad en el tiempo de establecimiento.

Fig. 6-19. Curva de M_p en función de ζ .

significa que la duración del período transitorio puede ser variada sin modificar el máximo sobreimpulso, ajustando la frecuencia natural no amortiguada ω_n .

Del análisis precedente, es evidente que para tener una respuesta rápida, ω_n debe ser grande. Para limitar el máximo sobreimpulso M_p y hacer pequeño el tiempo de establecimiento no debe ser demasiado pequeña la relación de amortiguamiento ζ . La relación entre el sobreimpulso máximo porcentual M_p y la relación de amortiguamiento ζ aparece en la Fig. 6-19. Se hace notar que si la relación de amortiguamiento está entre 0,4 y 0,8, el porcentaje máximo de sobreimpulso para la respuesta escalón está comprendido entre 25% y 2,5%.

Ejemplo 6-1. Sea el sistema que se ve en la Fig. 6-10 donde $\zeta = 0,6$ y $\omega_n = 5$ rad/seg. Se pide hallar el tiempo de crecimiento t_r , tiempo pico t_p , máximo sobreimpulso M_p y tiempo de establecimiento t_s cuando el sistema está sometido a una entrada escalón unitario.

Para los valores dados de ζ y ω_n , se obtiene $\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} = 4$ y $\sigma = \zeta \omega_n = 3$.

Tiempo de crecimiento t_r : El tiempo de crecimiento es

$$t_r = \frac{\pi - \beta}{\omega_d} = \frac{3,14 - \beta}{4}$$

donde β está dado por

$$\beta = \tan^{-1} \frac{\omega_d}{\sigma} = \tan^{-1} \frac{4}{3} = 0,93 \text{ rad}$$

Entonces el tiempo de crecimiento t_r es

$$t_r = \frac{3,14 - 0,93}{4} = 0,55 \text{ seg.}$$

Tiempo de pico t_p : El tiempo de pico es

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_d} = \frac{3,14}{4} = 0,785 \text{ seg.}$$

Máximo sobreimpulso M_p : El máximo sobreimpulso es

$$M_p = e^{-(\omega/\omega_n)t_p} = e^{-(12/4) \cdot 0,785} = 0,095$$

Entonces en este caso el sobreimpulso máximo porcentual es 9,5%.

Tiempo de establecimiento t_s : Para el criterio de 2%, el tiempo de establecimiento

$$t_s = \frac{4}{\sigma} = \frac{4}{3} = 1,33 \text{ seg.}$$

Para el criterio de 5%:

$$t_s = \frac{3}{\sigma} = \frac{3}{3} = 1 \text{ seg.}$$

Respuesta impulsiva de sistemas de segundo orden. Para una entrada de impulso unitario $r(t)$, la transformada de Laplace correspondiente es la unidad, o sea $R(s) = 1$. En la Fig. 6-10 se ve la respuesta impulso unitario $C(s)$ del sistema de segundo orden.

$$C(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

La transformada inversa de Laplace de esta ecuación da la solución temporal de la respuesta $c(t)$ como sigue:

Para $0 < \zeta < 1$,

$$c(t) = \frac{\omega_n}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \sin \omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t \quad (t \geq 0) \quad (6-31)$$

Para $\zeta = 1$,

$$c(t) = \omega_n^2 t e^{-\omega_n t} \quad (t \geq 0) \quad (6-32)$$

Para $\zeta > 1$,

$$c(t) = \frac{\omega_n}{2\sqrt{\zeta^2-1}} e^{-(\zeta-\sqrt{\zeta^2-1})\omega_n t} - \frac{\omega_n}{2\sqrt{\zeta^2-1}} e^{-(\zeta+\sqrt{\zeta^2-1})\omega_n t} \quad (t \geq 0) \quad (6-33)$$

Nótese que sin tomar la transformada inversa de Laplace de $C(s)$, también se puede obtener la respuesta en el tiempo $c(t)$, derivando la correspondiente respuesta escalón unitario, ya que la función impulso unitario es la derivada en el tiempo de la función escalón unitario. Las Ecs. (6-31) y (6-32) dan una familia de curvas de respuesta de impulso unitario para diversos valores de ζ , que pueden verse en la Fig. 6-20. Se representan las curvas $c(t)/\omega_n$ en función de la variable adimensional $\omega_n t$ y, por tanto, son funciones de ζ únicamente. Para los casos de amortiguamiento

crítico y sobreamortiguados, la respuesta impulso unitario siempre es positiva o cero, es decir, $c(t) \geq 0$. Se puede ver esto en las Ecs. (6-32) y (6-33). Para el caso subamortiguado la respuesta impulso unitario oscila alrededor de cero y toma valores tanto positivos como negativos.

Del análisis previo se concluye que si la respuesta impulsiva $c(t)$ no cambia de signo, el sistema es o críticamente amortiguado o subamortiguado en cuyo caso

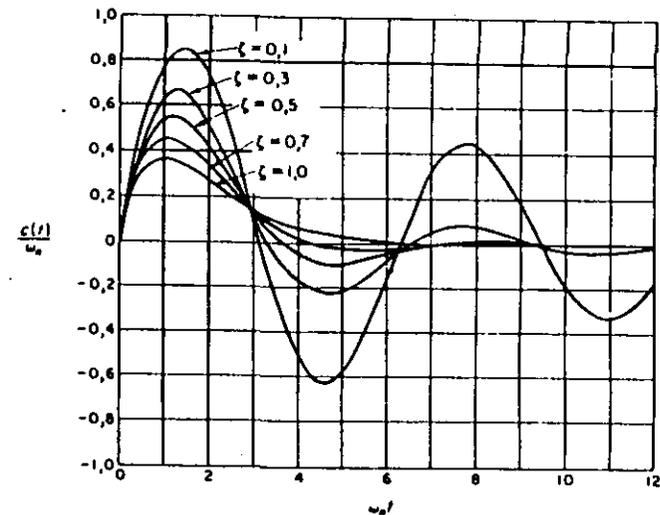


Fig. 6-20. Curvas de respuesta al impulso unitario para el sistema que aparece en la Fig. 6-10.

la respuesta escalón correspondiente no tiene sobreimpulso, sino que crece o decrece en forma monótona, tendiendo a un valor constante.

El sobreimpulso máximo para la respuesta al impulso unitario del sistema subamortiguado se produce en

$$t = \frac{\tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} \quad (0 < \zeta < 1)$$

y el sobreimpulso máximo es

$$c(t)_{\max} = \omega_n \exp\left(-\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}\right) \quad (0 < \zeta < 1)$$

Como la función respuesta al impulso unitario es la derivada del tiempo de la función respuesta escalón unitario, el máximo sobreimpulso M_p para la respuesta escalón unitario puede ser determinada de la correspondiente respuesta al impulso

unitario. En realidad, ese área bajo la curva respuesta impulso unitario desde $t = 0$ hasta el tiempo del primer cero, como se ve en la Fig. 6-21 es $1 + M_p$, donde M_p es el máximo sobreimpulso (para la respuesta escalón unitario) dado por la Ec. (6-28). El tiempo de pico t_p (para la respuesta escalón unitario) dado por la Ec. (6-27) corresponde al tiempo en que la respuesta impulso unitario cruza por primera vez el eje.

Error estacionario para respuestas a una rampa. La respuesta transitoria de un sistema de segundo orden sometido a una entrada rampa, puede ser obtenida por

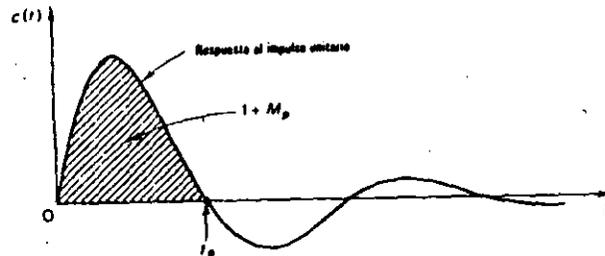


Fig. 6-21. Curva de respuesta al impulso unitario para el sistema de la Fig. 6-10.

un procedimiento directo. (Véase Prob. A-6-5.) En el análisis actual, se ha de examinar el error estacionario cuando un sistema de segundo orden está sometido a esta entrada.

Para el sistema que se ve en la Fig. 6-22 se obtiene

$$E(s) = \frac{Js^2 + Fs}{Js^2 + Fs + K} R(s)$$

Se puede obtener el error estacionario para la respuesta rampa unitaria del siguiente modo: para una entrada rampa unitaria $r(t) = t$, se obtiene $R(s) = 1/s^2$. El error estacionario e_{ss} es

$$\begin{aligned} e_{ss} &= \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{Js^2 + Fs}{Js^2 + Fs + K} \frac{1}{s^2} \\ &= \frac{F}{K} \\ &= \frac{2\zeta}{\omega_n} \end{aligned}$$

donde

$$\zeta = \frac{F}{2\sqrt{KJ}} \quad \omega_n = \sqrt{\frac{K}{J}}$$

Con el fin de asegurar una respuesta transitoria aceptable y un error estacionario aceptable al seguir una entrada rampa, ζ no debe ser demasiado pequeño y ω_n debe ser suficientemente grande. Es posible hacer pequeño el error estacionario e_{ss} haciendo grande el valor de la ganancia K . (Un valor elevado de K tiene la ventaja

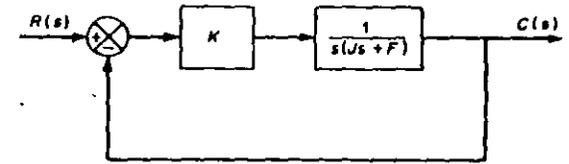


Fig. 6-22. Sistema de control.

adicional de suprimir los efectos indeseables de zona muerta, juego, fricción de Coulomb, etc.) Sin embargo, un valor grande de K haría pequeño el valor de ζ y aumentaría el máximo sobreimpulso, lo que es indeseable.

Por tanto, es necesario llegar a un compromiso entre el valor del error estacionario a una entrada rampa y el máximo sobreimpulso a una entrada escalón unitario. En el sistema que se ve en la Fig. 6-22, puede no ser fácilmente alcanzable un compromiso razonable. Entonces, es deseable considerar otros tipos de acción de control que puedan mejorar tanto la respuesta transitoria, como el comportamiento estacionario. En lo que sigue, se han de considerar dos esquemas para mejorar el comportamiento, uno que utiliza un control proporcional y derivativo, y el otro usando un taquímetro de realimentación.

Control proporcional y derivativo de sistemas de segundo orden. Se puede lograr un compromiso entre un comportamiento aceptable de respuesta transitoria, y un comportamiento aceptable estacionario utilizando acción de control proporcional y derivativa.

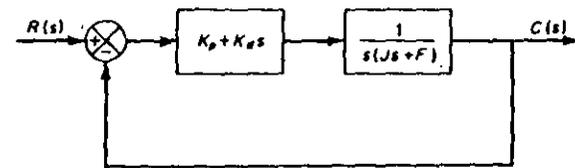


Fig. 6-23. Sistema de control.

Sea el sistema que se muestra en la Fig. 6-23. La función transferencia de lazo cerrado es

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{K_p + K_d s}{1 + J s^2 + F s + K}$$

El error estacionario para una entrada rampa unitaria, es

$$e_{ss} = \frac{F}{K_v}$$

La ecuación característica es

$$Js^2 + (F + K_d)s + K_s = 0 \quad (6-34)$$

Entonces el coeficiente efectivo de amortiguamiento de este sistema es $F + K_d$ en lugar de F . Como la relación de amortiguación ζ de este sistema es

$$\zeta = \frac{F + K_d}{2\sqrt{K_s J}}$$

es posible hacer que tanto el error estacionario e_{ss} , para una entrada rampa como el máximo sobrepulso para una entrada escalón sean pequeños, haciendo F pequeño, K_s grande y K_d suficientemente grande como para que ζ quede comprendido entre 0,4 y 0,7.

En lo que sigue, se ha de examinar la respuesta escalón unitario del sistema que se ve en la Fig. 6-23. Se define

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_s}{J}}, \quad z = \frac{K_d}{K_s}$$

Se puede escribir la función transferencia de lazo cerrado

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{z} \frac{s + z}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

Cuando un sistema de segundo orden tiene un cero cerca de los polos del lazo cerrado, el comportamiento de la respuesta transitoria se vuelve diferente al de un sistema de segundo orden sin un cero.

Si el cero en $s = -z$ está ubicado cerca del eje $j\omega$, el efecto del cero en la respuesta escalón unitario es muy significativa. En la Fig. 6-24 se ven curvas de respuesta a escalón típicas de este sistema con $\zeta = 0,5$ y diversos valores de $z/(\zeta\omega_n)$.

Tacómetros. Otro método para mejorar el comportamiento de un servomecanismo es agregar una realimentación tacométrica. Este método es fácilmente ajustable y relativamente económico. Un tacómetro de cc es un generador que produce una tensión proporcional a su velocidad de rotación. Se lo usa como transductor, para convertir la velocidad del eje rotativo en una tensión de cc proporcional. En un tacómetro de cc el flujo constante en el entrehierro, es provisto por un imán permanente. Así, se puede escribir la tensión e inducida en el tacómetro

$$e = K\psi\dot{\theta} = K_s\dot{\theta}$$

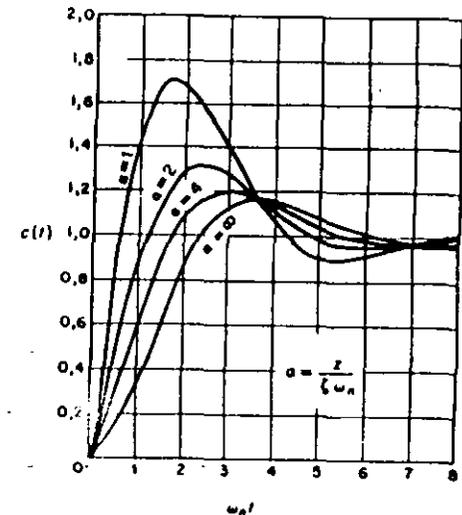


Fig. 6-24. Curvas de respuesta al escalón unitario para el sistema de segundo orden.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{z} \frac{s + z}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

$$\zeta = 0,5$$

donde K es una constante, ψ es el flujo en el entrehierro y $\dot{\theta}$ es la velocidad de rotación. Como ψ es una constante, $K_s = K\psi$ también es una constante. La función transferencia del tacómetro de cc es

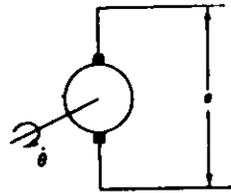
$$\frac{E(s)}{\Theta(s)} = K_s s$$

En la Fig. 6-25 (a) se ve el diagrama esquemático de un tacómetro de cc. Si bien su salida es una tensión de cc, si se la convierte a una tensión de ca, se puede usar el tacómetro de cc también en servomecanismos de ca.

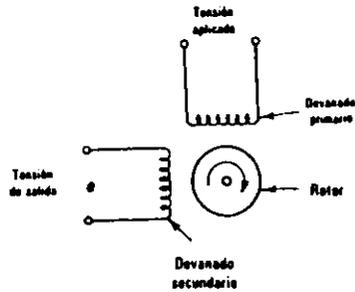
El tacómetro de ca es un dispositivo que es similar a un motor de inducción de dos fases. (Generalmente los motores de dos fases constituyen buenos tacómetros de ca.) En la Fig. 6-25 (b) se ve el diagrama esquemático de un tacómetro de ca. Se aplica una tensión alterna de valor de régimen al devanado primario del tacómetro. El devanado secundario está ubicado a 90° del devanado primario. Entonces, cuando el eje del rotor está estacionario, la tensión de salida es cero. Cuando el eje del rotor se encuentra en rotación, la tensión de salida en el devanado secundario es proporcional a la velocidad del rotor. Se determina la polaridad de la tensión de salida por el sentido de la rotación. La función transferencia de un tacómetro de ca es

$$\frac{E(s)}{\Theta(s)} = Ks$$

donde $E(s)$ es la transformada de Laplace de la tensión de salida, $\Theta(s)$ es la transformada de Laplace de la posición del rotor y K es una constante. Aunque la salida de un tacómetro de ca es una tensión alterna, se puede usar este tacómetro en un servomecanismo de cc si se convierte la tensión alterna de salida en una tensión continua usando un demodulador.



(a)



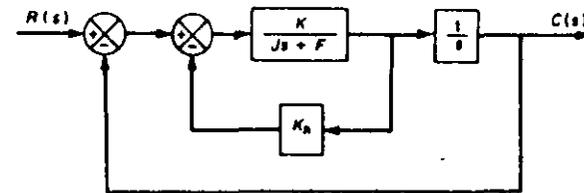
(b)

Fig. 6-25. (a) Diagrama esquemático de un tacómetro de cc; (b) diagrama esquemático de un tacómetro de ca. Devanado secundario.

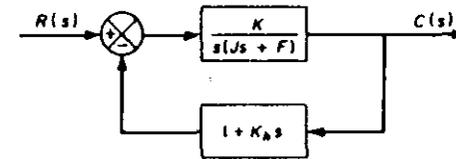
Se hace notar que cuando se usa un tacómetro con fines de amortiguamiento, generalmente éste forma parte integral del servomotor.

Servomecanismos con realimentación de velocidad. Se puede utilizar la derivada de la señal de salida para mejorar el comportamiento del sistema. Al obtener la derivada de la señal de posición de salida, es deseable usar un tacómetro en lugar de derivar físicamente la señal de salida. (Nótese que la diferenciación amplifica los efectos de ruido. De hecho, si hay presentes ruidos discontinuos, la derivación amplifica los ruidos discontinuos más que la señal útil. Por ejemplo, la salida de un potenciómetro es una tensión de señal discontinua, pues como el contacto del potenciómetro se desplaza sobre espiras, se inducen tensiones en las espiras de conmutación y se generan transitorios. Por tanto, no se debe conectar un elemento derivador a la salida de un potenciómetro.)

Sea el servomecanismo que se ve en la Fig. 6-26 (a). En este dispositivo la señal de velocidad, juntamente con la señal de posición, son realimentadas a la entrada para producir la señal de error actuante. En cualquier servomecanismo se puede



(a)



(b)

Fig. 6-26. (a) Diagrama de bloques de un servomecanismo; (b) diagrama de bloques simplificado.

generar fácilmente una señal de velocidad como ésta, con un tacómetro. Se puede simplificar el diagrama de bloques que se ve en la Fig. 6-26 (a), como puede verse en la Fig. 6-26 (b), lo que da

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{K}{Js^2 + (F + KK_b)s + K}$$

La ecuación característica es

$$Js^2 + (F + KK_b)s + K = 0 \quad (6-35)$$

Comparando la Ec. (6-35) con la Ec. (6-34) se ve que ambas son de la misma forma. Si KK_b y K fueran iguales a K_d y K_p , respectivamente, ambas ecuaciones serían idénticas. Por tanto, se puede esperar que la realimentación de velocidad dé similar mejora al funcionamiento del sistema que el que le brinda la acción de control proporcional y derivativa.

El error estacionario para una entrada rampa unitaria, es

$$e_{ss} = \frac{F}{K}$$

La relación de amortiguamiento ζ es

$$\zeta = \frac{F + KK_b}{2\sqrt{KJ}} \quad (6-36)$$

La frecuencia natural no amortiguada $\omega_n = \sqrt{K/J}$ no es afectada por la realimentación de velocidad. Se hace notar que se puede controlar el máximo sobreimpulso para una entrada escalón unitario, controlando el valor de la relación de amortiguamiento ζ , pudiéndose reducir tanto el error estacionario e_{ss} como el máximo sobreimpulso haciendo F pequeño y K grande y ajustando luego la constante de realimentación de velocidad K_v de manera que ζ quede comprendido entre 0,4 y 0,7.

Se puede recordar que la realimentación de velocidad tiene el efecto de incrementar la relación de amortiguamiento sin afectar la frecuencia natural no amortiguada del sistema.

Ejemplo 6-2. Para el sistema que se ve en la Fig. 6-27, se pide determinar los valores de la ganancia K y constante de realimentación de velocidad K_v de manera que el máximo sobreimpulso en la respuesta escalón unitario es 0,2 y el tiempo de pico es de 1 seg. Con estos valores de K y K_v se pide obtener el tiempo de crecimiento y el tiempo de establecimiento.

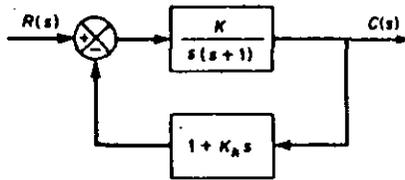


Fig. 6-27. Sistema de control.

Determinación de los valores de K y K_v : el máximo sobreimpulso M_p está dado por la Ecuación (6-28) como

$$M_p = e^{-(\zeta/\sqrt{1-\zeta^2})\pi}$$

Este valor debe ser 0,2. Así,

$$e^{-(\zeta/\sqrt{1-\zeta^2})\pi} = 0,2$$

o

$$\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}} = 1,61$$

que da

$$\zeta = 0,456$$

El tiempo pico t_p está especificado en 1 seg; por tanto, de la Ec. (6-27)

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_d} = 1$$

o

$$\omega_d = 3,14$$

Como ζ es 0,456, ω_d es

$$\omega_d = \frac{\omega_n}{\sqrt{1-\zeta^2}} = 3,53$$

Como la frecuencia natural ω_n es igual a \sqrt{K} en este ejemplo,

$$K = \omega_n^2 = 12,5$$

Entonces, de la Ec. (6-36), K_v es

$$K_v = \frac{2\sqrt{K}\zeta - 1}{K} = 0,178$$

Tiempo de crecimiento t_r : de la Ec. (6-26), el tiempo de crecimiento t_r es

$$t_r = \frac{\pi - \beta}{\omega_d}$$

donde

$$\beta = \tan^{-1} \frac{\omega_d}{\sigma} = \tan^{-1} 1,95 = 1,10$$

Entonces t_r es

$$t_r = 0,65 \text{ seg.}$$

Tiempo de establecimiento t_s : Para el criterio de 2%...

$$t_s = \frac{4}{\sigma} = 2,48 \text{ seg.}$$

Para el criterio de 5%...

$$t_s = \frac{3}{\sigma} = 1,86 \text{ seg.}$$

6-5 SISTEMAS DE ORDENES SUPERIORES

En esta sección primeramente se ha de analizar la respuesta escalón unitario de un tipo particular de sistema de tercer orden. Se ha de presentar después el análisis de una respuesta transitoria de sistemas de órdenes superiores, en términos generales. Finalmente, se ha de presentar un estudio de análisis de estabilidad en el plano complejo.

Respuesta escalón unitario de sistemas de tercer orden. Se ha de tratar la respuesta escalón unitario de un sistema comúnmente encontrado de tercer orden, cuya función transferencia de lazo cerrado es

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2 p}{(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)(s + p)}$$

Se puede obtener la respuesta escalón unitario de este sistema del siguiente modo

$$c(t) = 1 - \frac{e^{-\zeta \omega_n t}}{\beta \zeta^2 (\beta - 2) + 1} \left\{ \beta \zeta^2 (\beta - 2) \cos \sqrt{1 - \zeta^2} \omega_n t + \frac{\beta \zeta (\zeta^2 (\beta - 2) + 1)}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin \sqrt{1 - \zeta^2} \omega_n t \right\} - \frac{e^{-pt}}{\beta \zeta^2 (\beta - 2) + 1} \quad (t \geq 0)$$

donde

$$\beta = \frac{p}{\zeta \omega_n}$$

Nótese que como

$$\beta \zeta^2 (\beta - 2) + 1 = \zeta^2 (\beta - 1)^2 + (1 - \zeta^2) > 0$$

el coeficiente del término e^{-pt} es siempre negativo. El efecto de un polo real $s = -p$ en la respuesta escalón unitario es reducir el máximo sobreimpulso y aumentar el tiempo de establecimiento. La Fig. 6-28 muestra las curvas de respuesta al escalón unitario de este sistema de tercer orden con $\zeta = 0,5$. La relación $\beta = p/(\zeta \omega_n)$ es un parámetro en la familia de curvas.

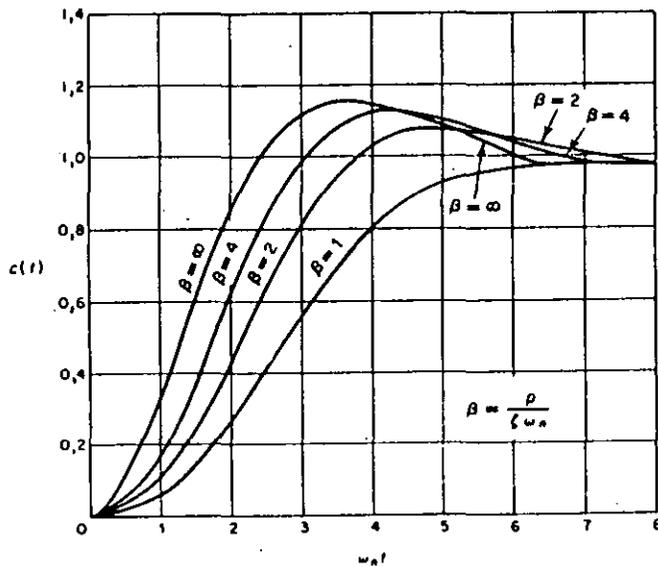


Fig. 6-28. Curvas de respuesta al escalón unitario del sistema de tercer orden.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2 p}{(s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2)(s + p)}, \quad \zeta = 0,5$$

Si el polo real está ubicado a la derecha de los polos complejos conjugados, hay tendencia a una respuesta tardía. El sistema se comportará como un sistema sobreamortiguado. Los polos complejos conjugados añaden ondulaciones a la curva de respuesta.

Respuesta transitoria de sistemas de orden superior. Sea el sistema que se ve en la Fig. 6-29. La función transferencia de lazo cerrado es

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (6-37)$$

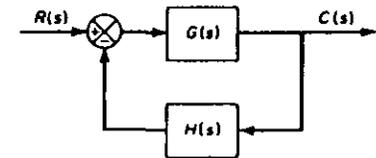


Fig. 6-29. Sistema de control.

En general, $G(s)$ y $H(s)$ son dadas como relaciones de polinomios en s , o

$$G(s) = \frac{p(s)}{q(s)}$$

o

$$H(s) = \frac{n(s)}{d(s)}$$

donde $p(s)$, $q(s)$, $n(s)$ y $d(s)$ son polinomios en s . Entonces se puede escribir la función transferencia dada por la Ec. (6-37)

$$\begin{aligned} \frac{C(s)}{R(s)} &= \frac{p(s)d(s)}{q(s)d(s) + p(s)n(s)} \\ &= \frac{b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_{m-1} s + b_m}{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} s + a_n} \end{aligned}$$

Para determinar la respuesta transitoria de este sistema ante cualquier entrada dada, es necesario descomponer en factores el polinomio denominador. (Hay varios métodos disponibles para descomponer en factores polinomios. En este libro se ha de presentar una técnica conveniente denominada método del lugar de las raíces. Véase Cap. 8.) Una vez descompuesto en factores el polinomio del denominador, se puede escribir $C(s)/R(s)$

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{K(s + z_1)(s + z_2) \dots (s + z_m)}{(s + p_1)(s + p_2) \dots (s + p_n)} \quad (6-38)$$

Se examina el comportamiento de la respuesta de este sistema a una entrada escalón unitario. Se supone que los polos de lazo cerrado son todos distintos (esto

suele ser la realidad en los casos usuales). Para una entrada escalón unitario, se puede escribir la Ec. (6-38)

$$C(s) = \frac{a}{s} + \sum_{i=1}^r \frac{a_i}{s + p_i} \quad (6-39)$$

donde a_i es el residuo del polo en $s = -p_i$.

Si todos los polos de lazo cerrado quedan en el semiplano izquierdo s , las magnitudes relativas de los residuos determinan la importancia relativa de los componentes en la forma desarrollada de $C(s)$. Si hay un cero de lazo cerrado cerca de un polo de lazo cerrado, el residuo en este polo es pequeño y el coeficiente del término de respuesta transitoria correspondiente a este polo, se hace pequeño. Un par de polos y ceros ubicados en forma próxima, se cancelan entre sí. Si hay un polo ubicado muy lejos del origen, el residuo en este polo puede ser pequeño. Los transitorios correspondientes a tal polo remoto son pequeños y duran poco tiempo. Los términos de la forma desarrollada de $C(s)$ que tienen residuos muy pequeños, contribuyen poco a la respuesta transitoria y son términos que pueden ser despreciados. Si se hace esto, el sistema de orden superior puede ser aproximado por uno de orden más bajo. (Esta aproximación, frecuentemente, permite estimar las características de respuesta de un sistema de orden superior, con las de uno simplificado.)

Los polos de $C(s)$ consisten en polos reales y pares de polos complejos conjugados. Un par de polos complejos conjugados produce un término de segundo orden en s . Como la forma en factores de la ecuación característica de orden superior, consiste en términos de segundo y tercer orden, se puede reescribir la Ec. (6-39)

$$C(s) = \frac{K \prod_{i=1}^q (s + z_i)}{s \prod_{j=1}^r (s + p_j) \prod_{k=1}^r (s^2 + 2\zeta_k \omega_k s + \omega_k^2)} \quad (6-40)$$

donde $q + 2r = n$. Si los polos de lazo cerrado son distintos, se puede desarrollar la Ec. (6-40) en fracciones parciales del siguiente modo:

$$C(s) = \frac{a}{s} + \sum_{j=1}^r \frac{a_j}{s + p_j} + \sum_{k=1}^r \frac{b_k(s + \zeta_k \omega_k) + c_k \omega_k \sqrt{1 - \zeta_k^2}}{s^2 + 2\zeta_k \omega_k s + \omega_k^2}$$

De esta última ecuación se ve que la respuesta de un sistema de orden superior, está compuesta por un cierto número de términos que involucran las funciones simples halladas en las respuestas de sistemas de primer y segundo orden. La respuesta al escalón unitario $c(t)$, la transformada inversa de Laplace de $C(s)$, entonces es

$$c(t) = a + \sum_{j=1}^r a_j e^{-p_j t} + \sum_{k=1}^r b_k e^{-\zeta_k \omega_k t} \cos \omega_k \sqrt{1 - \zeta_k^2} t + \sum_{k=1}^r c_k e^{-\zeta_k \omega_k t} \sin \omega_k \sqrt{1 - \zeta_k^2} t \quad (t \geq 0) \quad (6-41)$$

Si todos los polos de lazo cerrado caen en el semiplano izquierdo s , los términos exponenciales y los términos exponenciales amortiguados en la Ec. (6-41) tienden a cero al incrementar el tiempo t . La salida estacionaria entonces es $c(\infty) = a$.

Supóngase que el sistema considerado es estable. Entonces los polos de lazo cerrado que están ubicados lejos del eje $j\omega$ tienen partes reales negativas grandes. Los términos exponenciales que corresponden a esos polos caen muy rápidamente a cero. (Se hace notar que la distancia horizontal desde un polo de lazo cerrado al eje $j\omega$ determina el tiempo de establecimiento de los transitorios debidos a ese polo. Cuando más pequeña la distancia, mayor el tiempo de establecimiento.)

La curva de respuesta de un sistema estable de orden superior es la suma de cierto número de curvas exponenciales y curvas sinusoidales amortiguadas. En la Fig. 6-30 hay ejemplos de curvas de respuesta escalón de sistemas de orden superior. Una característica particular de estas curvas de respuesta, son las oscilaciones pequeñas superpuestas a las oscilaciones mayores o a las curvas exponenciales. Los componentes de caída rápida tienen significación solamente en la parte inicial de la respuesta transitoria.

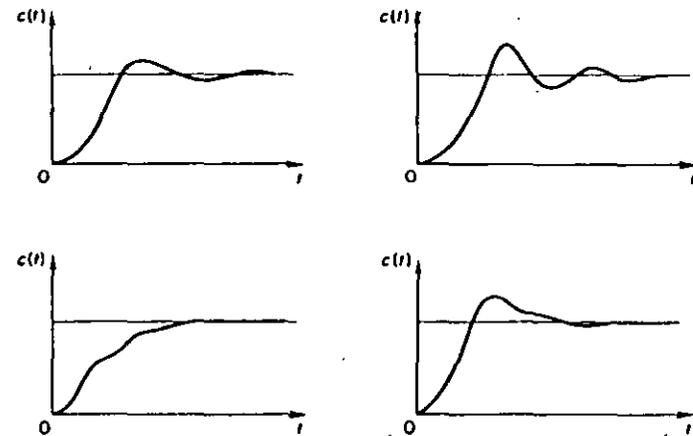


Fig. 6-30. Curvas de respuesta escalón de sistemas de orden superior.

Debe recordarse que el tipo de respuesta transitoria es determinado por los polos de lazo cerrado mientras la forma de la respuesta transitoria depende principalmente de los ceros de lazo cerrado. Como se vio antes, los polos de la entrada $R(s)$ dan los términos de la respuesta estacionaria en la solución, mientras los polos de $C(s)/R(s)$ entran en los términos exponenciales de respuesta transitoria. (Los polos de lazo cerrado siempre aparecen en la solución temporal como términos exponenciales de respuesta.) Los ceros de $C(s)/R(s)$ no afectan los exponentes de los términos exponenciales de respuesta, pero sí afectan las magnitudes y signos de los residuos. (La curva efectiva de respuesta en el tiempo depende de los coeficientes de los términos exponenciales individuales, como también de sus exponentes.)

Polos de lazo cerrado dominantes. Se denomina la «dominancia» relativa de polos de lazo cerrado, por la relación entre las partes reales de los polos de lazo cerrado, así como por los valores relativos de los residuos calculados en los polos de lazo cerrado. Los valores de los residuos dependen tanto de los polos como de los ceros de lazo cerrado.

Si las relaciones de las partes reales exceden de cinco y no hay ceros cercanos, los polos de lazo cerrado más cercanos al eje $j\omega$ dominan el comportamiento de la respuesta transitoria, porque esos polos corresponden a términos de respuesta transitoria que caen lentamente. Estos polos de lazo cerrado que tienen efectos dominantes en el comportamiento de respuesta transitoria se denominan polos *dominantes*. Frecuentemente se producen polos dominantes de lazo cerrado en la forma de un par complejo conjugado. Los polos dominantes de lazo cerrado son los más importantes entre todos los polos de lazo cerrado.

La ganancia de un sistema de orden superior a menudo es ajustada de modo que haya un par de polos de lazo cerrado dominantes complejos conjugados. La presencia de estos polos en un sistema estable reduce el efecto de alinealidades como zona muerta, juego y fricción de Coulomb.

Se debe recordar que aunque el concepto de polo de lazo cerrado dominante es útil para la estimación del comportamiento dinámico de un sistema de lazo cerrado, hay que cuidar de ver que se cumplan las presunciones básicas antes de usarlo.

Respuesta no oscilatoria de sistemas de orden superior. Si el sistema de lazo cerrado no tiene polos complejos conjugados, la respuesta transitoria es no oscilatoria. Se pueden trazar los transitorios no oscilatorios en papel semilogarítmico y si la constante de tiempo más grande es dominante, el diagrama tiende a una línea recta cuya pendiente es determinada por la constante de tiempo. Restando la parte del transitorio debida a esta constante de tiempo, se tienen las otras constantes de tiempo más pequeñas.

Análisis de estabilidad en el plano complejo. Se puede determinar la estabilidad de un sistema lineal de lazo cerrado por la ubicación de los polos de lazo cerrado en el plano s . Si cualquiera de esos polos queda en el semiplano derecho de s , con tiempo creciente dan lugar a un modo dominante y la respuesta transitoria aumenta monótonamente u oscila con amplitud creciente. Esto representa un sistema inestable. Para tal sistema, no bien se conecta la energía, la salida puede aumentar con el tiempo. Si no tiene lugar saturación en el sistema, y no hay previsto un tope mecánico, el sistema eventualmente puede estar sujeto a fallas o daños, ya que la respuesta de un sistema físico real no puede incrementarse indefinidamente. Por tanto, los polos de lazo cerrado en el semiplano de s , no están permitidos en los sistemas de control lineales habituales. Si todos los polos de lazo cerrado quedan a la izquierda del eje $j\omega$, cualquier respuesta transitoria finalmente alcanza el equilibrio. Esto representa un sistema estable.

Si un sistema lineal es estable o inestable, es una característica del sistema en sí y no depende de la entrada o función excitadora del sistema. Los polos de la entrada, o función excitadora, no afectan la característica de estabilidad del sistema, pero contribuyen solamente a los términos de respuesta estacionaria en la solución.

polos de lazo cerrado en el semiplano derecho de s inclusive el eje $j\omega$. (Matemáticamente los polos de lazo cerrado en el eje $j\omega$ han de producir oscilaciones, cuya amplitud ni crece ni decae con el tiempo. Sin embargo, en los casos reales, cuando hay ruido presente, la amplitud de las oscilaciones puede aumentar a un ritmo determinado por el nivel de potencia del ruido. Por tanto, un sistema de control no debe tener polos de lazo cerrado en el eje $j\omega$.)

Es de hacer notar que el solo hecho de que todos los polos de lazo cerrado queden en el semiplano izquierdo de s no garantizan características satisfactorias de respuesta transitoria. Si hay polos de lazo cerrado dominantes complejos conjugados cercanos al eje $j\omega$, la respuesta transitoria puede presentar excesivas oscilaciones o puede ser muy lenta. Por tanto, para garantizar características de respuesta transitoria rápidas y, sin embargo, bien amortiguadas, es necesario que los polos de lazo cerrado del sistema queden en una zona determinada del plano complejo como puede ser la región rayada de la Fig. 6-31.

Como el comportamiento transitorio y la estabilidad relativa de un sistema de

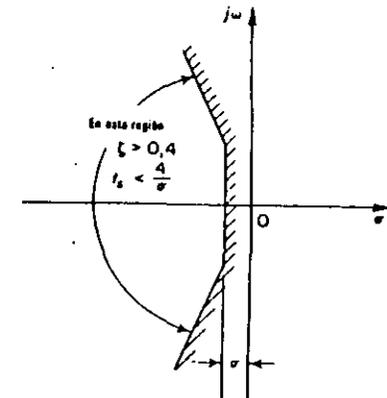


Fig. 6-31. Región del plano complejo en que se satisfacen las condiciones $\zeta > 0.4$ y $t_s < 4/\sigma$.

control de lazo cerrado están relacionados directamente con la configuración de polos y ceros de lazo cerrado en el plano s , frecuentemente es necesario ajustar uno o más parámetros del sistema para obtener configuraciones adecuadas. En el Cap. 8 se han de estudiar en detalle los efectos de variación de parámetros del sistema en los polos de lazo cerrado.

6-6 CRITERIO DE ESTABILIDAD DE ROUTH

El problema más importante en los sistemas de control lineal, se refiere a la estabilidad. De hecho, ¿bajo qué condiciones un sistema será estable? Si es inestable, ¿cómo se puede estabilizar el sistema? En la Sec. 6-5 se estableció que un sistema de control es estable si y sólo si todos los polos de lazo cerrado quedan en semiplano s

izquierdo. Como la mayor parte de los sistemas lineales de lazo cerrado tienen funciones transferencia de lazo cerrado de la forma

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_{m-1} s + b_m}{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} s + a_n} = \frac{B(s)}{A(s)}$$

donde las a y las b son constantes y $m \leq n$, se debe descomponer en factores el polinomio $A(s)$ para hallar los polos de lazo cerrado. Este proceso es muy tedioso para un polinomio de grado mayor que el segundo. Existe un criterio simple, conocido como criterio de estabilidad de Routh, que permite determinar la cantidad de polos de lazo cerrado que caen en el semiplano derecho de s sin tener que descomponer en factores el polinomio.

Criterio de estabilidad de Routh. El criterio de estabilidad de Routh dice si hay o no raíces positivas en una ecuación polinómica sin necesidad de resolverla. Este criterio de estabilidad se aplica a polinomios que tengan solamente un número finito de términos. Si se aplica el criterio a un sistema de control, se puede obtener directamente información respecto a la estabilidad absoluta a partir de los coeficientes de la ecuación característica.

El procedimiento del denominado criterio de estabilidad de Routh, es el siguiente:

1. Escribir el polinomio en s en la forma siguiente:

$$a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} s + a_n = 0 \quad (6-42)$$

donde los coeficientes son cantidades reales. Se supone que $a_n \neq 0$; es decir, se ha quitado cualquier raíz cero.

2. Si cualquiera de los coeficientes es cero o negativo en la presencia de por lo menos un coeficiente positivo, hay una raíz o raíces que son imaginarias o que tienen partes reales positivas. Por tanto, en tal caso el sistema no es estable. Si sólo interesa la estabilidad absoluta, no hay necesidad de llevar el procedimiento más adelante. Se hace notar que todos los coeficientes deben ser positivos. Esta es una condición necesaria, como puede verse del razonamiento siguiente: un polinomio en s con coeficientes reales siempre puede ser descompuesto en factores lineales y cuadráticos, tales como $(s + a)$ y $(s^2 + bs + c)$, donde a , b y c son reales. Los factores lineales dan raíces reales y los factores cuadráticos dan raíces complejas del polinomio. El factor $(s^2 + bs + c)$ da raíces con partes reales negativas solamente si b y c son ambas positivas. Para que todas las raíces tengan partes reales negativas, deben ser positivas las constantes abc , etc., en todos los factores. El producto de cualquier cantidad de factores lineales y cuadráticos que contienen solamente coeficientes positivos siempre da un polinomio con coeficientes positivos. Es importante notar que la condición de que todos los coeficientes sean positivos no es suficiente para asegurar la estabilidad. La condición necesaria, pero no suficiente de estabilidad es que todos los coeficientes de la Ec. (6-42) estén presentes y que todos tengan signo positivo. (Si todas las a son negativas, se les puede hacer positivas multiplicando ambos miembros de la ecuación por -1 .)

3. Si todos los coeficientes son positivos, agrupar los coeficientes del polino-

mio en filas y columnas de acuerdo con el siguiente esquema:

$$\begin{array}{cccccccc} s^n & a_0 & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & \dots & \dots \\ s^{n-1} & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & a_5 & \dots & \dots \\ s^{n-2} & b_1 & b_2 & b_3 & b_4 & \dots & \dots & \dots \\ s^{n-3} & c_1 & c_2 & c_3 & c_4 & \dots & \dots & \dots \\ s^{n-4} & d_1 & d_2 & d_3 & d_4 & \dots & \dots & \dots \\ \vdots & \vdots \\ s^2 & e_1 & e_2 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ s^1 & f_1 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ s^0 & g_1 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{array}$$

Los coeficientes b_1, b_2, b_3 , etc., son calculados del modo siguiente:

$$b_1 = \frac{a_1 a_2 - a_0 a_3}{a_1}$$

$$b_2 = \frac{a_1 a_3 - a_0 a_4}{a_1}$$

$$b_3 = \frac{a_1 a_4 - a_0 a_5}{a_1}$$

La evaluación de las b continúa hasta que las restantes sean todas cero. Se sigue el mismo esquema multiplicando en forma cruzada los coeficientes de las dos filas previas para evaluar las c, d, e , etc. Es decir,

$$c_1 = \frac{b_1 a_2 - a_1 b_2}{b_1}$$

$$c_2 = \frac{b_1 a_3 - a_1 b_3}{b_1}$$

$$c_3 = \frac{b_1 a_4 - a_1 b_4}{b_1}$$

y

$$d_1 = \frac{c_1 b_2 - b_1 c_2}{c_1}$$

$$d_2 = \frac{c_1 b_3 - b_1 c_3}{c_1}$$

Este proceso continúa hasta haber completado la fila n -ésima. El conjunto completo de los coeficientes es regular. Se hace notar que al desarrollar este conjunto

divide o multiplica una fila completa por un número positivo para simplificar el cálculo numérico subsiguiente sin alterar la conclusión con respecto a estabilidad.

El criterio de estabilidad de Routh establece que la cantidad de raíces de la Ec. (6-42) con partes reales positivas es igual al número de cambios de signo de los coeficientes en la primera columna del conjunto. Se hace notar que no necesitan conocerse los valores exactos de los términos en la primera columna; de hecho sólo interesan sus signos. La condición necesaria y suficiente para que todas las raíces de la Ec. (6-42) queden en el semiplano *s* izquierdo es que todos los coeficientes de la Ec. (6-42) sean positivos y que todos los términos en la primera columna del conjunto tengan signo positivo.

Ejemplo 6-3. Se ha de aplicar el criterio de estabilidad de Routh al siguiente polinomio de tercer orden:

$$a_0s^3 + a_1s^2 + a_2s + a_3 = 0$$

donde todos los coeficientes son números positivos. El conjunto de coeficientes es

$$\begin{array}{r} s^3 \quad a_0 \quad a_2 \\ s^2 \quad a_1 \quad a_3 \\ s^1 \quad \frac{a_1a_2 - a_0a_3}{a_1} \\ s^0 \quad a_3 \end{array}$$

La condición de que todas las raíces tengan partes reales negativas está dada por

$$a_1a_2 > a_0a_3$$

Ejemplo 6-4. Sea el polinomio siguiente:

$$s^4 + 2s^3 + 3s^2 + 4s + 5 = 0$$

Se sigue el procedimiento recién indicado y se construye el conjunto de coeficientes. (Se obtienen las primeras dos filas directamente del polinomio dado. Con éstos se obtienen los términos remanentes. Si falta cualquier coeficiente puede ser remplazado por ceros en el conjunto.)

$$\begin{array}{r|l} \begin{array}{r} s^4 \quad 1 \quad 3 \quad 5 \\ s^3 \quad 2 \quad 4 \quad 0 \\ s^2 \quad 1 \quad 5 \\ s^1 \quad -6 \\ s^0 \quad 5 \end{array} & \begin{array}{r} s^4 \quad 1 \quad 3 \quad 5 \\ s^3 \quad 2 \quad 4 \quad 0 \\ s^2 \quad 1 \quad 5 \\ s^1 \quad -6 \\ s^0 \quad 5 \end{array} \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{La segunda fila} \\ \text{está dividida en dos} \end{array}$$

En este ejemplo, el número de cambios de signo de los coeficientes en la primera columna, es dos. Esto significa que hay dos raíces con partes reales positivas. Se hace notar que el resultado es invariable aunque se multipliquen o dividan los coeficientes de cualquier fila por un número

Casos especiales. Si un término de la primera columna en cualquier fila es cero, pero los términos restantes no son cero o no hay término remanente, se remplaza el término cero por un número positivo muy pequeño ϵ y se calcula el resto del conjunto. Por ejemplo, sea la siguiente ecuación

$$s^3 + 2s^2 + s + 2 = 0 \tag{6-43}$$

El conjunto de coeficientes es

$$\begin{array}{r} s^3 \quad 1 \quad 1 \\ s^2 \quad 2 \quad 2 \\ s^1 \quad 0 \approx \epsilon \\ s^0 \quad 2 \end{array}$$

Si el signo del coeficiente sobre el cero (ϵ) es el mismo que el que está debajo de él, esto indica que hay un par de raíces imaginarias. En realidad la Ec. (6-43), tiene dos raíces en $s = \pm j$.

Sin embargo, si el signo del coeficiente sobre el cero (ϵ) es contrario al que está debajo de él, esto indica que hay un cambio de signo. Por ejemplo, para la ecuación siguiente,

$$s^3 - 3s + 2 = (s - 1)^2(s + 2) = 0$$

el conjunto de coeficientes es

$$\begin{array}{r} s^3 \quad 1 \quad -3 \\ s^2 \quad 0 \approx \epsilon \quad 2 \\ s^1 \quad -3 \quad -\frac{2}{\epsilon} \\ s^0 \quad 2 \end{array}$$

un cambio de signo: $\left(\begin{array}{l} s^3 \\ s^2 \end{array} \right)$
un cambio de signo: $\left(\begin{array}{l} s^1 \\ s^0 \end{array} \right)$

Hay dos cambios de signo de los coeficientes en la primera columna. Esto coincide con el resultado correcto indicado por la forma en factores de la ecuación polinómica.

Si todos los coeficientes calculados en una fila son cero, esto indica que hay raíces de igual valor radialmente opuestas en el plano *s*; es decir, dos raíces reales con igual valor y signo opuesto y/o dos raíces imaginarias conjugadas. En tal caso, se puede continuar la evaluación del resto del conjunto, formando un polinomio auxiliar con los coeficientes de la última fila y usando los coeficientes de la derivada de este polinomio en la próxima fila. Esas raíces con igual valor y ubicadas en forma radialmente opuesta en el plano *s*, pueden ser halladas resolviendo el polinomio auxiliar que es siempre par. Para un polinomio auxiliar de grado $2n$ hay n pares de raíces iguales y opuestas. Por ejemplo, sea la siguiente ecuación:

$$s^5 + 2s^4 + 24s^3 + 48s^2 - 25s - 50 = 0$$

El conjunto de coeficientes es

$$\begin{array}{r} s^3 \quad 1 \quad 24 \quad -25 \\ s^4 \quad 2 \quad 48 \quad -50 \quad \leftarrow \text{Polinomio auxiliar } P(s) \\ s^3 \quad 0 \quad 0 \end{array}$$

Los términos en la fila s^3 son todos cero. Entonces se forma del polinomio auxiliar con los coeficientes de la fila s^4 . El polinomio auxiliar $P(s)$ es

$$P(s) = 2s^4 + 48s^2 - 50$$

que indica que hay dos pares de raíces de igual magnitud y signo opuesto. Esos pares se obtienen resolviendo la ecuación polinómica auxiliar $P(s) = 0$. La derivada de $P(s)$ con respecto a s es

$$\frac{dP(s)}{ds} = 8s^3 + 96s$$

Se rempazan los términos en la fila s^3 por los coeficientes de la última ecuación, es decir, 8 y 96. El conjunto de coeficientes se convierte entonces en

$$\begin{array}{r} s^3 \quad 1 \quad 24 \quad -25 \\ s^4 \quad 2 \quad 48 \quad -50 \\ s^3 \quad 8 \quad 96 \quad \leftarrow \text{Coeficientes de } dP(s)/ds \\ s^2 \quad 24 \quad -50 \\ s^1 \quad 112.7 \quad 0 \\ s^0 \quad -50 \end{array}$$

Se ve que hay un cambio de signo en la primera columna del nuevo conjunto. Por tanto, la ecuación original tiene una raíz con parte real positiva. Hallando las raíces en la ecuación polinómica auxiliar

$$2s^4 + 48s^2 - 50 = 0$$

se obtiene

$$s^2 = 1, \quad s^2 = -25$$

o

$$s = \pm 1, \quad s = \pm j5$$

Estos dos pares de raíces son una parte de las raíces de la ecuación original. De hecho se puede escribir la ecuación original en forma de factores como sigue:

$$(s + 1)(s - 1)(s + j5)(s - j5)(s + 2) = 0$$

Claramente, la ecuación original tiene una raíz con parte real positiva.

Análisis de estabilidad relativa. El criterio de estabilidad de Routh, provee respuesta a la consulta sobre estabilidad absoluta. En muchos casos reales esto no es suficiente. Habitualmente se requiere información sobre la estabilidad relativa del sistema. Un procedimiento útil para examinar la estabilidad relativa, es desplazar el eje del plano s y aplicar el criterio de estabilidad de Routh. Es decir, se sustituye

$$s = z - \sigma \quad (\sigma = \text{constante})$$

en la ecuación característica del sistema se escribe el polinomio en términos de z y se aplica el criterio de estabilidad de Routh al nuevo polinomio en z . La cantidad de cambios de signo en la primera columna del conjunto desarrollado por el polinomio en z , es igual a la cantidad de raíces ubicadas a la derecha de la línea vertical $s = -\sigma$. De manera que esta prueba indica la cantidad de raíces que quedan a la derecha de la línea vertical $s = -\sigma$.

Aplicación del criterio de estabilidad de Routh al análisis de sistemas de control. El criterio de estabilidad de Routh es de utilizar limitada en análisis de sistemas lineales de control principalmente porque no sugiere cómo mejorar la estabilidad relativa o cómo estabilizar un sistema inestable. Sin embargo, es posible estudiar los efectos de modificación de uno o dos parámetros de un sistema para determinar valores que producen la inestabilidad. En lo que sigue se ha de considerar el problema de determinar el rango de estabilidad del valor de un parámetro.

Sea el sistema que se ve en la Fig. 6-32. Se ha de determinar el rango de K respecto a estabilidad.

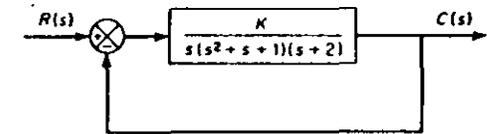


Fig. 6-32. Sistema de control.

La función transferencia de lazo cerrado es

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{K}{s(s^2 + s + 1)(s + 2) + K}$$

La ecuación característica es

$$s^4 + 3s^3 + 3s^2 + 2s + K = 0$$

El conjunto de coeficiente es entonces

$$\begin{array}{r} s^4 \quad 1 \quad 3 \quad K \\ s^3 \quad 3 \quad 2 \quad 0 \\ s^2 \quad \frac{3}{2} \quad K \\ s^1 \quad 2 - \frac{3}{2}K \\ s^0 \quad K \end{array}$$

Para que haya estabilidad K debe ser positiva, como han de serlo también todos los coeficientes en la primera columna. Por tanto,

$$\frac{1}{\sigma} > K > 0$$

Cuando $K = \frac{1}{\sigma}$, el sistema se vuelve oscilatorio y matemáticamente la oscilación se mantiene en amplitud constante.

6-7 COMPUTADORAS ANALÓGICAS

Esta sección presenta el principio de funcionamiento de las computadoras electrónicas analógicas y las técnicas para preparar diagramas de cálculo para resolver ecuaciones diferenciales y para simular sistemas físicos.

Es bien conocido que la computadora analógica es una de las herramientas más útiles disponibles en la ingeniería para el análisis y diseño de sistemas tanto lineales como no lineales. Se ha de comenzar el estudio describiendo los elementos de una computadora electrónica analógica.

Amplificadores operacionales. Un amplificador operacional es un amplificador que se utiliza para realizar diversas operaciones matemáticas como cambio de signo, suma e integración. Es un amplificador de cc y tiene muy alta ganancia, aproximadamente $10^6 \sim 10^8$. La corriente que toma a la entrada un amplificador operacional es despreciablemente pequeña. La tensión de salida habitualmente está limitada a ± 100 volts. La Fig. 6-33 (a) muestra un diagrama esquemático de un amplificador operacional. La tensión de salida e_o y la tensión de entrada e_i están relacionadas por la siguiente ecuación:

$$e_o = -K e_i$$

donde $K = 10^6 \sim 10^8$. Por tanto, un amplificador operacional cambia el signo algebraico.

La Fig. 6-33 (b) muestra un amplificador operacional en serie con una entrada de impedancia Z_i y con una impedancia Z_o insertada en el paso de realimentación. Como la impedancia interna del amplificador es muy alta, esencialmente es despreciable la corriente de entrada; o sea

$$i_2 \approx 0$$

Por la ley de Kirchhoff

$$i_1 = i_2$$

Tomando la transformada de Laplace en ambos miembros de esta última ecuación, se obtiene

$$I_1(s) = I_2(s)$$

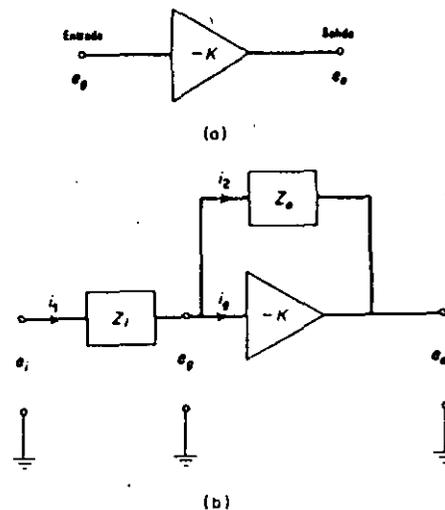


Fig. 6-33. (a) Diagrama esquemático de un amplificador operacional; (b) diagrama esquemático de un amplificador operacional con impedancias de entrada y salida.

donde

$$I_1(s) = \frac{E_i(s) - E_o(s)}{Z_i(s)}$$

$$I_2(s) = \frac{E_o(s) - E_i(s)}{Z_o(s)}$$

Por tanto, se obtiene

$$\frac{E_i(s)}{Z_i(s)} = \frac{E_i(s)}{Z_i(s)} + \frac{E_o(s)}{Z_o(s)} - \frac{E_o(s)}{Z_o(s)} \quad (6-44)$$

Notando que

$$E_o(s) = -K E_i(s)$$

y que K es un número muy grande (entre 10^6 y 10^8), se obtiene la siguiente ecuación despreciando los dos primeros términos de la derecha de la Ec. (6-44).

$$E_o(s) = -\frac{Z_o(s)}{Z_i(s)} E_i(s) \quad (6-45)$$

La Ec. (6-45) es la ecuación básica que relaciona e_i y e_o del amplificador operacional de cc de alta ganancia que se ve en la Fig. 6-33 (b).

Inversión de signo. Si se usan resistores como impedancias de entrada y realimentación, como se muestra en la Fig. 6-34, la Ec. (6-45) se convierte en

SI TEMAS DE MANUFACTURA FLEXIBLE (FMS)

ANTECEDENTES.

En el caso de una compañía común de manufactura con equipo y maquinaria convencional, para poder contemplar el desarrollo de la época, es necesario examinar la estructura completa de dicha compañía y reestructurarla de tal manera que sean aprovechadas todas las ventajas de una tecnología de vanguardia, si se quiere así obtener el mayor número de ventajas posibles.

Esto es posible por medio de los sistemas de manufactura flexible "FMS", puesto que por este medio se crea una estructura limitada alrededor de un sistema de manufactura altamente eficiente.

ORIGEN Y DESARROLLO DE LOS FMS.

Esta nueva tecnología comenzó a ser utilizada en el Japón aproximadamente hace 10 años en 1972. En aquella época varios centros de maquinado ya eran controlados por medio de un computador, siendo operados de manera conjunta, en donde el control del intercambio de piezas, se ejercía entre las distintas máquinas de control numérico, y los comandos NC eran transmitidos por cada máquina. Este procedimiento se denominó DNC (Direct Numerical Control), y se puede tomar como el comienzo de los "FMS".

El primer sistema de manufactura flexible que propiamente puede ser denominado de esta manera fue el desarrollado por la firma Molins (Inglaterra), el cual causó sensación cuando fue exhibido por primera vez en el año de 1967. El sistema fue denominado "SISTEM 24", y fue mejorado posteriormente en el año de 1968 y perfeccionado en 1972, debiéndose esto a su característica de estar diseñado para funcionar ininterrumpidamente durante las 24 horas del día.

El desarrollo del sistema 24 fue llevado a cabo en la fábrica situada en Deptford, de la firma Molins, misma que es líder mundial en la fabricación de máquinas para el envasado y producción de cigarrillos.

Posteriormente la compañía TOYODA MACHINE WORKS LTD. después de un desarrollo conjunto de un año con un fabricante de máquinas contadoras, presentó su primer FMS, el primero en todo el Japón.

El sistema fue diseñado para producir 5000 piezas por mes, estas piezas fueron seleccionadas de algunas docenas de piezas de aluminio, de las cuales 14 fueron las elegidas para ser producidas por este equipo. El flujo elegido al azar fue utilizado para dar al sistema una gran flexibilidad en el proceso productivo. Dicho centro contaba con cinco centros de maquinado, cada uno provisto de una línea de alimentación, acoplado con el transportador y controlado por un computador.

Los FMS, son de gran importancia ya que presentan un efecto grande sobre la economía del sistema y permite responder con esto a la gran variedad de las necesidades de los clientes, y a futuros cambios de las condiciones económicas.

Dentro del concepto de las FMS podemos tener la línea de "transfer" clásica (TR), la cual en nuestros días tiende a convertirse en una línea "transfer" de control numérico (NC-TR), para con esto ganar flexibilidad.

¿Pero cuáles son los alcances de los FMS?

Un sistema FMS cumple con muchos objetivos que pueden ser satisfechos en forma simultánea, objetivos tales como:

a).- Se pueden mecanizar de unas pocas piezas a varias docenas de diferente tipo y características.

b).- Se pueden mecanizar piezas similares pero de diferentes tamaños.

c).- El sistema puede y debe de tolerar cambios en la cantidad de piezas a producir.

d).- El proceso regular puede ser interrumpido para atender la producción de piezas urgentes.

e).- El equipo puede ser convertido para ser utilizado en diferentes propósitos de uno normal.

f).- Debe tener la libertad para la selección del software.

Así vemos que el uso de los sistemas de manufactura flexible van penetrando en muchos y muy variados campos en forma simultánea. Estos campos son: la construcción naval, el automovilístico, la maquinaria industrial, la maquinaria eléctrica, los equipos electrónicos, fabricación de matrices, máquinas para el procesamiento de alimentos, y muchos más.

DEFINICION DE UN F M S .

A continuación tenemos algunas definiciones que se tienen como clásicas en la actualidad.

* "Un sistema flexible de fabricación (FMS) es la combinación de las tecnologías existentes en máquinas-herramienta a control numérico (CNC), computadoras y sistemas de manipuleo automático de materiales".

* Un sistema (FMS), es aquel que combina la ingeniería microelectrónica y mecánica para brindar economía de escala en la producción discreta de lotes. Una computadora central controla las máquinas-herramienta y otras estaciones de trabajo y la transferencia de herramientas y piezas. Esta combinación de flexibilidad, y control centralizado, hace posible la producción de una amplia gama de productos en lotes pequeños.

* Una tecnología que ayudará a obtener fábricas más pequeñas con mejores respuestas en el tiempo, menores costos unitarios y más alta calidad bajo un perfeccionado nivel de control de la dirección y de los bienes de capital.

INTEGRACION DEL SISTEMA.

Con la implantación de la microelectrónica y la informática a los medios convencionales de fabricación se ha conseguido dotar a las máquinas de más "inteligencia" entendiéndose por tal, la capacidad de adaptarse a un entorno variable de funcionamiento.

Dicha incorporación persigue distintos objetivos según sea el sistema de fabricación utilizado. En los sistemas automáticos para grandes series de fabricación dotados de líneas transfer, de gran productividad, la incorporación de nuevas tecnologías busca disponer de una mayor flexibilidad, es decir, mecanizar la misma línea de variantes más significativas de una misma pieza y, sobre todo, la posibilidad de absorber cambios de diseño sin un elevado coste de reacondicionamiento de la línea.

Así vemos que las líneas específicas flexibles derivadas de las líneas transfer convencionales, tiene una flexibilidad muy limitada, aceptando en general variantes de un solo tipo de pieza.

En los sistemas de máquinas universales convencionales se dispone ya de una gran flexibilidad. El objetivo de la incorporación de las nuevas tecnologías es el de aumentar la productividad, automatizando todas las funciones de mecanizado sin perder por ello su flexibilidad inicial.

Así, instalando los CNC por ordenador, más funciones de mecanizado, cambio automático de herramientas y piezas, almacenes tampón o pile de máquina para garantizar un funcionamiento desasistido es decir sin operarios, durante varias horas, y dotándolos de los medios y autocorrección, se obtienen las células de fabricación flexible, capaces de mecanizar totalmente una gran variedad de piezas.

El taller flexible por otro lado, tiene por objeto dotar a empresas de medios de producción automáticos que permitan una productividad elevada. Para ello se proyectan e instalan grandes equipos diseñados para un cliente o una aplicación particular. Varias máquinas CNC y estaciones de inspección automática unidas por un sistema automatizado de manutención y transporte coordinado todo por un sistema informático dedicado, constituyen las líneas de fabricación flexible.

Afortunadamente la tecnología de fabricación flexible ha evolucionado hacia un concepto de modularidad a partir de las células flexibles, permitiendo formarse tanto las nuevas técnicas de mecanización y el

transporte en las técnicas de control informatizado de todo el proceso y en virtud de los planes de expansión o renovación de los talleres y de la experiencia adquirida, integrar más células, conectándolas entre sí y formando líneas flexibles hasta llegar a la aplicación del sistema a la totalidad del taller.

Así pues, en un sistema flexible de fabricación se pueden considerar varios niveles de aplicación directa, que involucran desde las máquinas de control numérico, pasando por la célula flexible, la línea o grupo flexible, hasta llegar a la integración de todo ello con el taller ó fábrica flexible.

Primer nivel "módulo de manufactura flexible" (F M M)

En este caso, los componentes básicos del módulo son un centro de maquinado equipado con un cambiador automático de "pallets" múltiple o de un torno a control numérico equipado con un robot o un sistema automático de carga y descarga. El sistema toma las piezas en bruto de un transportador (generalmente de circuito cerrado), y, una vez mecanizadas, las vuelve a depositar en él, teniendo, de esta manera, una cierta autonomía operativa para operar sin atención humana.

Estos sistemas deben de supervisar las siguientes funciones:

- Máquinado automático continuo.
- Centrado automático.
- Supervisión de la rotura de las herramientas.
- Control de la vida y reposición de las herramientas desgastadas.
- Autodiagnóstico automático.

De esta forma, una gran cantidad de piezas a maquinar, las cuales han sido previamente preparadas, pueden ser procesadas sin atención humana.

CONTROL NUMERICO FOR COMPUTADORA

ANTECEDENTES:

Dentro de las primeras máquinas-herramienta de control numérico podemos mencionar una máquina tejedora que trabaja a base de tarjetas perforadas en las cuales previamente se había realizado un programa de trabajo.

Pero es hasta el año de 1942 que las máquinas de control numérico propiamente dichas aparecen como tal a instancias del ejército norteamericano el cual crea un programa particularmente enfocado al maquinado de líneas para motores de inyección de sus aviones de guerra.

El maquinado de dichas piezas se consideraba en ese entonces como irrealizable con las máquinas convencionales que se tenían, ya que una de las dificultades mayores consistía en poder cambiar los movimientos de una herramienta en varias direcciones a la vez, siendo esto imposible para un operador el poder tener la coordinación necesaria de varios movimientos y que adicionalmente contarán con una buena precisión.

Con esto, para la resolución del problema y asegurar la precisión de la trayectoria a seguir por la herramienta, se definió por un gran número de puntos. Moviéndose posteriormente la herramienta sucesivamente según la trayectoria, de un punto a otro. Como el número de información que se manejaba era bastante grande se exigió la asociación de un calculador electrónico con la máquina-herramienta.

Siendo el desarrollo de las máquinas de control numérico tenemos que alrededor de 1945 fue construida de manera experimental la que se puede considerar primera en su tipo, máquina-herramienta de control numérico creada en el Instituto Tecnológico de Massachusetts, no siendo sino hasta 1952 en una exposición de Chicago, su verdadero arranque y en

Europa el inicio entre 1960-61.

Asimismo podemos mencionar que los armarios de control utilizados en esta primera generación de máquinas, fueron realizados gracias a una técnica cableada que tenía un mínimo de funciones: memorización de un solo bloque e interpolación lineal únicamente.

El programa era leído a través de una cinta perforada siendo necesario para su elaboración un programa que requería de largos y fastidiosos cálculos.

Posteriormente aparecen los lenguajes de asistencia a la programación pero el principal inconveniente en estos es que funcionaban únicamente sobre grandes computadoras.

En la complejidad de la programación de los sistemas cableados condujeron a la investigación de dos nuevas técnicas que son:

control de varias máquinas a la vez mediante una computadora central.

b) C.N.C. (computerized Numerical Control) conlleva los mismos principios que los sistemas cableados y adicionalmente un

minicalculador garantiza diferentes funciones tales como: la memorización del programa, los cálculos de corrección de la trayectoria, tomando en cuenta las dimensiones de la herramienta, etc.

Todos los cambios y el desarrollo que se ha dado en torno a los comandos numéricos apoyados por computadoras (CNC) nos ofrecen una concepción de una enorme comodidad operacional tanto para el programador como para el operario de la máquina herramienta.

Así, vemos la evolución tan rápida que se dio dentro del área de la microelectrónica, misma que impulso a grandes cambios dentro del área metalmeccánica, ofreciéndonos con esto sensibles reducciones, tanto en el tamaño del equipo como en su costo.

Pero cuáles fueron las tendencias más importantes con un enfoque substancial a los cambios que marcan de manera definitiva el desarrollo de los mandos y controles CNC

- En la parte electrónica los elementos constructivos formados principalmente de memorias y microprocesadores, presentaron un aumento bastante considerable.
- Los costos tanto de elementos y componentes descendieron, obteniéndose con esto mayores producciones, abilitándose de este modo una tendencia general a las reducciones de costo y presentando globalmente una influencia total en el precio final, mejorando así tanto el costo de los equipos como su tamaño y capacidad.
- El software fue presentando un cambio a la par de los elementos electrónicos con cambios como la implementación de bibliotecas, haciendo posible el poder llamar bloques enteros de software mediante mejores sistemas de operación, teniendo de este modo un mejor conocimiento del software en su acelerado desarrollo.
- La microelectrónica moderna, también permite el desarrollo del hardware siendo así más eficaz para los mandos CNC. Así, un crecimiento de palabras y un aumento simultáneo de velocidades de cálculo de los microprocesadores, que en la mayoría de los casos también son interconectados a un sistema multiprocesador que permite el empleo de enormes cantidades de datos por unidad de tiempo.
- Muchas unidades de control numérico (CN) se basan en un sistema de multiprocesadores altamente eficaces, por tanto cada procesador debe de cumplir con un determinado número de funciones. Siendo algunas de estas funciones:
 - a) El panel de operación y unidad de mando de la pantalla
 - b) Pre-procesamiento (preparación de información, cálculo y administración).
 - c) Servocontrol y control de circuitos (medición)
 - d) Controlador lógico programable.

Así vemos que el tiempo tan reducido del cambio de operación de las máquinas-herramienta convencionales a control numérico, es frecuentemente citado como material en proceso o en curso de

fabricación. Además como una consecuencia de la rapidez del cambio de estas máquinas se menciona, como una de sus ventajas más importantes la

reduccion de inventarios, ya que se fabrica lo estrictamente necesario.

De este modo tenemos, que una de las primeras máquinas-herramienta con control numerico (CN) fueron las máquinas fresadoras, desarrollandose posteriormente los tornos CN con apenas un carro porta-herramienta, que para incrementar su capacidad de producción, fueron siendo construidos tornos equipados con dos carros porta-herramienta trabajando estos simultáneamente significando esto que el mando CNC deber de mandar cuatro ejes, teniendo cada carro que ejecutar movimientos de interpolación lineal y movimientos circulares.

Hoy en dia existen mandos donde el programa para cada uno de los carros es tratado como un bloque independiente de programación. En estos mandos se tienen pantallas donde aparecen dos bloques simultaneamente en una sola imagen lucrandose así la simulación del programa realizado.

EMPLEO DE SISTEMAS CNC EN MAQUINAS-HERRAMIENTAS.

Actualmente, podemos constatar que la mayoría de las máquinas-herramienta de control numérico que se construyen, estan equipadas con los sistemas de tipo CNC.

Dicha razón es la orientación de esta nueva tecnologia hacia los sistemas CNC. reside en las considerables ventajas que ofrecen, por un lado para el constructor del armario de control y por otra para el mismo fabricante de la máquina-herramienta.

Por otro lado y a manera de tener una visión general sobre lo que es una máquina-herramienta de control numérico y antes de presentar sus elementos constituyentes, analizaremos el trabajo realizado por un

operario sobre una máquina convencional al analizando así los diferentes elementos tomados en cuenta por el operario para poder realizar el contacto entre la herramienta y la pieza del trabajo (FIG. A).

(I) La primera información es recibida por el ojo del operario, indicándole así la distancia a recorrer entre la posición (1) de la pieza y la posición (2) de la herramienta que es la que debe de alcanzar inicialmente.

(II) Posteriormente, el operario debe de tomar un cierto número de decisiones en torno al movimiento a realizar.

- Sentido de desplazamiento de la masa
- Velocidad de desplazamiento.
- Disminución de la velocidad al aproximarse a la posición deseada.
- Orden de cambio de sentido de giro de la manivela en caso de sobrepasar dicha posición.

(III) El cerebro del operario envía la información con las órdenes necesarias a los músculos de los brazos y manos que accionan la mesa por medio de las manivelas tanto de desplazamiento longitudinal como transversal.

Una vez conocidos los elementos básicos que generalmente son considerados por un operario humano, hagamos la analogía con las máquinas-herramienta (CNC) que han sido modificadas para que estas operaciones se realicen sin la intervención manual del operario (FIG. B).

(I) En este caso la información sobre la posición de la masa se encuentra ahora por un apto. o un sensor de posición.

(II) Posteriormente un captador transmite una señal de posición al armario de control el cual se encarga de analizar y calcular la distancia correcta.

III.1) Las órdenes de movimientos son transmitidos mediante la electrónica por el microprocesador a los variadores de velocidad y motor generador (taquimétrico), obteniendo así el movimiento. A partir de esta simple analogía ponemos de manifiesto la evidencia de que el control numérico es el reemplazar el conocimiento del operario por un sistema capaz de explotar datos geométricos y tecnológicos que nos permitan generar las ordenes de movimiento así como controlar dichos movimientos durante la ejecución del maquinado sin su intervención directa.

De los primitivos CN que inicialmente dieron el punto de partida a esta nueva tecnología, hoy sólo se conservan los principios básicos de funcionamiento, ya que probablemente a esto, las máquinas-herramientas, han ido evolucionando hacia la incorporación de una sola máquina de varias operaciones elementales de mecanizado que tradicionalmente se efectuaban en máquinas diferentes y hacia la incorporación de cambiadores automáticos de piezas y herramientas apareciendo así los centros de mecanizado que permiten obtener una pieza acabada, o casi acabada en una sola estación de trabajo.

En función de las capacidades de proceso y de memoria de los CNC han evolucionado también las técnicas y lenguajes de programación. Desde las primeras líneas en lenguaje de máquina a la programación aislada por ordenador, gráfica e interactiva existiendo un cambio espectro de sistemas y lenguajes de programación.

Además la gran cantidad de fabricantes de controladores y máquinas-herramientas, cada uno con su propio sistema, contribuye a que la concepción de la programación de los controles numéricos presente una gran diversidad. Sin embargo, prácticamente todos los sistemas se apoyan en un medio común basado en la normativa ISO a la que añaden, modifican o suprimen distintas opciones. Esto hace que un programador

experto en un equipo pueda fácilmente programar otro de distinto fabricante sin más que estudiar el manual de instrucciones del mismo, así como las peculiaridades del equipo.

Otros puntos en los que se ha mejorado en las máquinas convencionales son la estabilidad y uniformidad técnica con potentes sistemas de refrigeración de herramienta, pieza e incluso de máquina, y la evacuación de virutas.

Sobre las funciones desarrolladas por las máquinas convencionales las máquinas a control numérico incorporan básicamente:

- Sistemas de posicionado de la herramienta
- Sistemas de medición de desplazamiento
- Sistemas de medición de piezas y herramientas
- Sistemas de control de condiciones de mecanizado
- Sistemas de cambio de herramientas
- Sistemas de cambio de piezas

El control numérico es un dispositivo capaz de dirigir el posicionamiento y las velocidades de los órganos móviles de las máquinas de forma totalmente automáticamente, a partir de unas instrucciones definidas por medio de un programa.

La incorporación del microordenador en los controles marcados sistemas muy diferentes, dentro de una misma base, en cuanto a posibilidades y procedimientos de trabajo. Si bien hoy en día todos los controladores que se fabrican llevan microordenadores incorporados existe una amplia base de máquinas en funcionamiento que carece de ellos. Por esta razón se menciona como tipo de control:

- El CNC convencional
- El CNC (Control numérico con ordenador)

EMPLEO DE SISTEMAS CNC EN OTRAS MAQUINAS

A través del rápido desarrollo de las máquinas-herramienta de control numérico podemos ver que dicho control no ha sido de particular utilización en el red metalmecánica ya que su uso se ha expandido a otras áreas de fabricación tal que ha encontrado diversas aplicaciones en la industria, tales como:

- Corte de chapa metálica
- Maquinado de madera
- Trabajos de granito
- Confección textil.
- Otras.

Así tenemos que esta reciente tecnología del control numérico es frecuentemente asociada a nuevas máquinas, tales como: Laser, máquinas electroerosionadoras, etc.

Asimismo se puede mencionar incluso a máquinas cortadoras por chorro de agua controladas numéricamente.

CODIGOS DE PROGRAMACION

Para la fabricación de una pieza mediante una máquina CNC se debe de comunicar a la misma cierta información como los medios y las condiciones técnicas de mecanizado.

Para ello la máquina-herramienta de control numérico dispone de dispositivos que le permiten automatizar diferentes secciones y operaciones a realizar, como son:

- El posicionamiento de la herramienta
- Los diferentes desplazamientos en variadas velocidades de carnos y husillos
- Cambios de herramienta

- Cambios de pieza

Por lo anterior debe uno de comunicar esta información, para lo cual se ideó un "lenguaje máquina" es decir códigos y reglas de sintaxis que la máquina pueda interpretar y ejecutar.

Para la codificación de caracteres (letras, números y símbolos) han sido utilizados básicamente sistemas sobre cinta perforada (IA e ISO) o cinta magnética (ASC II) American Standard Code of Information Interchange).

Siendo estos códigos en realidad un alfabeto de la máquina.

La Programación Manual.

La codificación del programa en lenguaje de máquina la cual es realizada con apoyo informático recibe el nombre de programación manual.

En este tipo de lenguaje el programador descompone la información en operaciones elementales a ejecutar por la máquina, por ejemplo un recordado en un cambio de herramienta constituyen, lo que se conoce como un "bloque" de programación o una fase del programa y es una línea horizontal del mismo.

Las diferentes funciones a realizar por la máquina dentro de cada bloque se identifican por el formato del bloque.

En los bloques de formato variable se identifican con una letra o dirección y los caracteres que siguen a esta letra especifican el valor directo o codificado de esta función. Visto de otra manera se puede mencionar que un bloque se descompone en "funciones" o palabras definidas por una letra-dirección, seguida o caracteres numéricos.

Según la norma DIN 66 0 25; equivalentes a la ISO 1057, las direcciones utilizadas y su significado son las siguientes:

1. N = Numeración de bloque o numeración progresiva de program-

De esta manera, una gran cantidad de piezas a maquinarse, los cuales han sido previamente preparadas, pueden ser procesadas sin atención humana.

En el caso de los centros de maquinado, las piezas pueden ser diferentes entre sí, ya que el centro de maquinado puede tener la suficiente capacidad de memoria y de herramientas como para procesar todas las diferentes piezas.

En el caso de los tornos, es difícil que las piezas puedan ser diferentes, ya que el elemento que manda aquí es la sujeción (por el momento no existen pallets para tal fin). Es casi imposible que la toma sea igual para piezas diferentes entre sí.

Actualmente este tipo de sistemas se van adaptando gradualmente en pequeñas fábricas y talleres como un primer paso en la tecnología del trabajo automatizado, con poca o nula atención humana.

Dentro del segundo nivel tenemos: (CMF)

- Un centro y un torno.

Estos sistemas están equipados con robots o sistemas automáticos de carga y descarga, así también están provistos de todas las funciones requeridas para trabajar sin atención humana.

En este tipo de sistemas, un robot que pudiese ser central, se encarga de tomar la pieza en bruto, cargarla en el torno, pasarla y cargarla luego en el centro, para después descargarla como pieza terminada en un sitio prefijado.

En el tercer nivel (FMS), los componentes de estos sistemas operan sin atención humana, compuestos generalmente por tre o más centros de maquinado equipados con robots o sistemas de carga automática. También

se pueden incluir en algunos casos, máquinas a control numérico.

El transporte de las piezas de las máquinas es también automático, mediante sistemas autónomos tipo robotraileros.

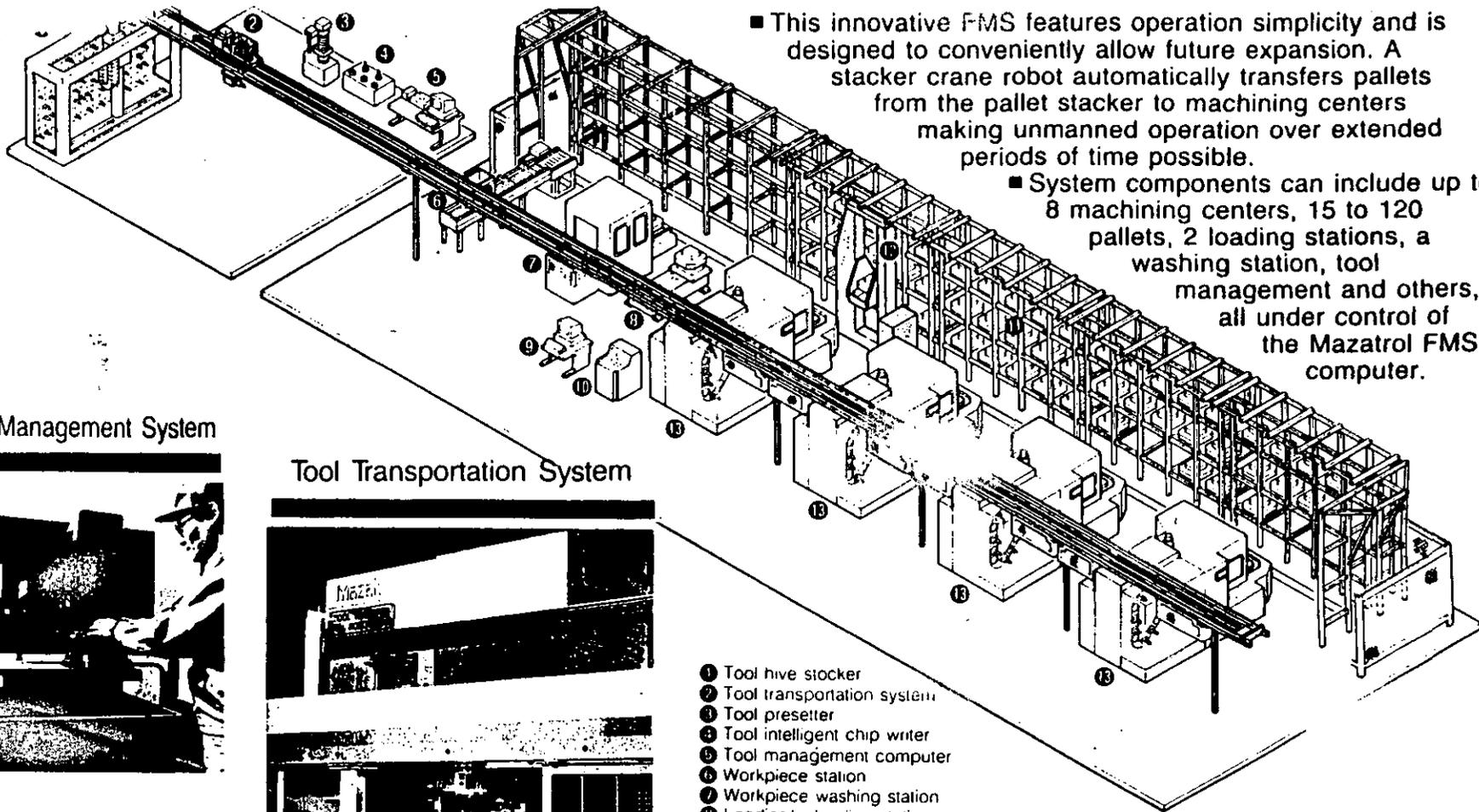
Estos sistemas tienen, además, refinados sistemas para el control de las condiciones de los herramientas y su eventual reemplazo.

Dentro del cuarto nivel tenemos lo que se denomina como la fábrica de manufactura flexible (FMF).

El sistema mencionado en el nivel anterior, puede ser aplicado a la totalidad de la planta, llegándose así en forma natural, al FMF.

La característica sobresaliente de un sistema FMF, es que las operaciones completas de la fábrica, incluyendo la contabilidad, la preparación de las proyecciones financieras, la proyección de las pérdidas o ganancias, y el balance final, pueden ser automáticamente realizadas por el sistema computarizado.

Hasta hace poco tiempo, los objetivos de racionalización fabril se centraban mayormente en reducir los tiempos de maquinado. En estos sistemas, en cambio, el objetivo es mucho más amplio, de manera de aumentar la eficiencia y la productividad global de toda la planta.



■ This innovative FMS features operation simplicity and is designed to conveniently allow future expansion. A stacker crane robot automatically transfers pallets from the pallet stacker to machining centers making unmanned operation over extended periods of time possible.

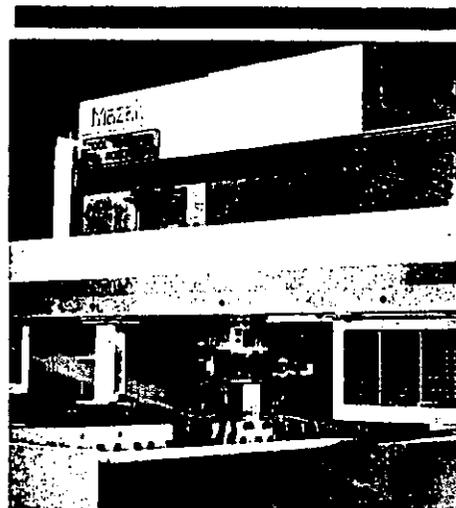
■ System components can include up to 8 machining centers, 15 to 120 pallets, 2 loading stations, a washing station, tool management and others, all under control of the Mazatrol FMS computer.

Intelligent Tool Management System



- The tool management system computer provides convenient centralized control of a large amount of tool data.
- This centralized tool management system can reduce total tool requirements by being able to easily determine low-usage tools.
- Tool codes can be written in an IC chip mounted on retention studs and read for tool verification.

Tool Transportation System



Tool transporter robot

- Tools are transferred from a tool room tool stocker to individual machine tool magazines by the overhead tool transporter robot. Also, expired and broken tools are automatically transferred from machine tool magazines back to the tool room by the same system.
- Spare tools can be stored in the central tool room stocker and sent to a machine as required so that individual machine tool magazine capacities and total tool requirements can be reduced.
- Tools can be prepared for the next workpiece in the tool room and automatically sent

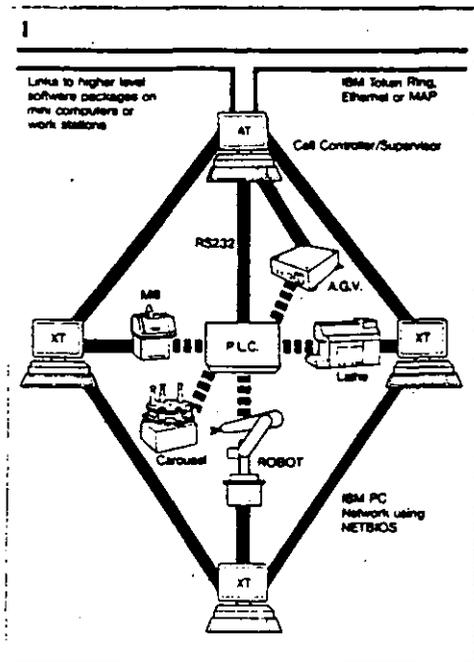
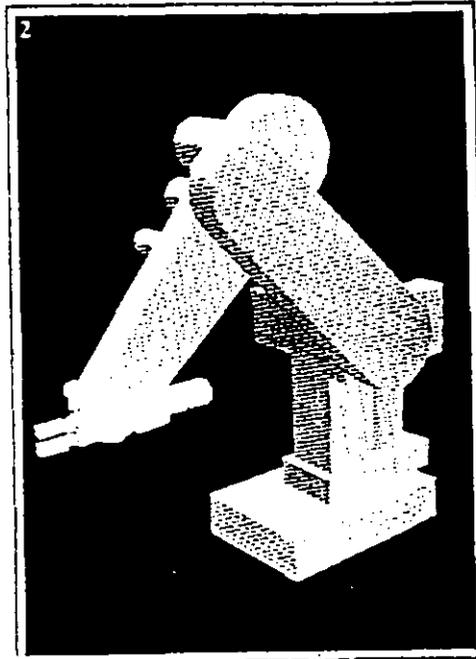
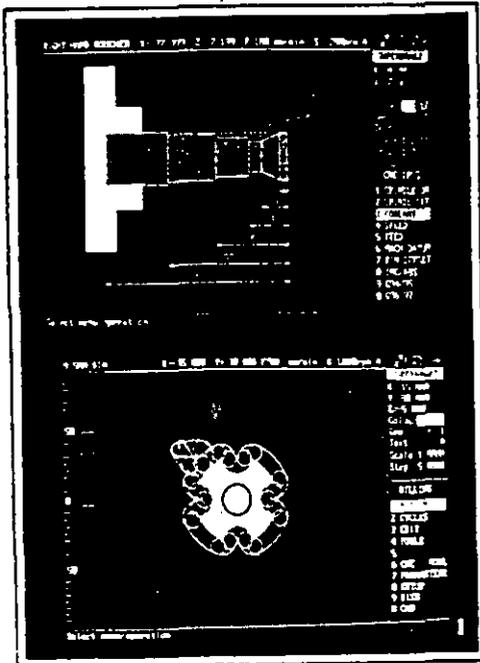
- 1 Tool hive stocker
- 2 Tool transportation system
- 3 Tool presetter
- 4 Tool intelligent chip writer
- 5 Tool management computer
- 6 Workpiece station
- 7 Workpiece washing station
- 8 Loading/unloading station
- 9 Parts and fixtures data monitor
- 10 FMS computer
- 11 Vertical pallet stocker
- 12 Stacker crane robot
- 13 Tool intelligent chip reader

Intelligent Pallet Management System



- Pallet codes can be written on an IC chip mounted on pallets. This chip is read at the loading station or machining center for pallet verification.

CAD CAM SIMULATION



10-10-1988 10:10:10

ITEM NO	DESCRIPTION	QUANTITY	UNIT	PRICE	TOTAL
101
102
103
104
105

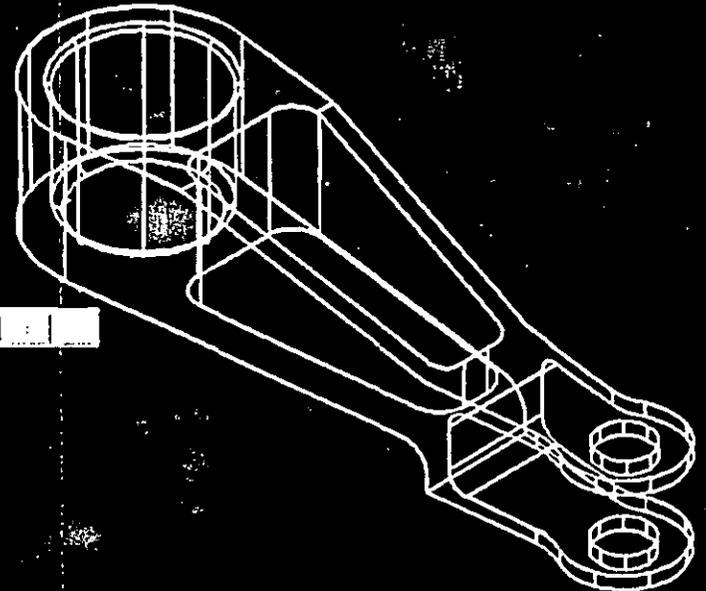
10-10-1988 10:10:10

ITEM NO	DESCRIPTION	QUANTITY	UNIT	PRICE	TOTAL
101
102
103
104
105

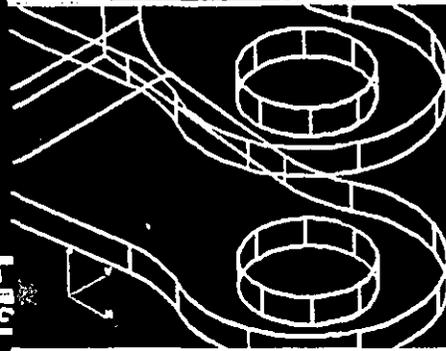
2

C:\PROJETS\DD103D.MEC\MECAD3D

C:\PROJETS\DD103D.MEC\MECAD3D



C:\PROJETS\DD103D.MEC\MECAD3D



4 MILLIM

C:\PROJETS\DD103D.MEC

4 MILLIM

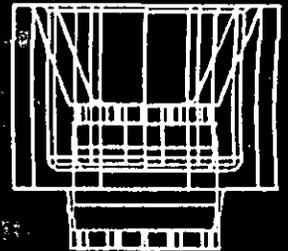
C:\PROJETS\DD103D.MEC\MECAD3D

4 MILLIM

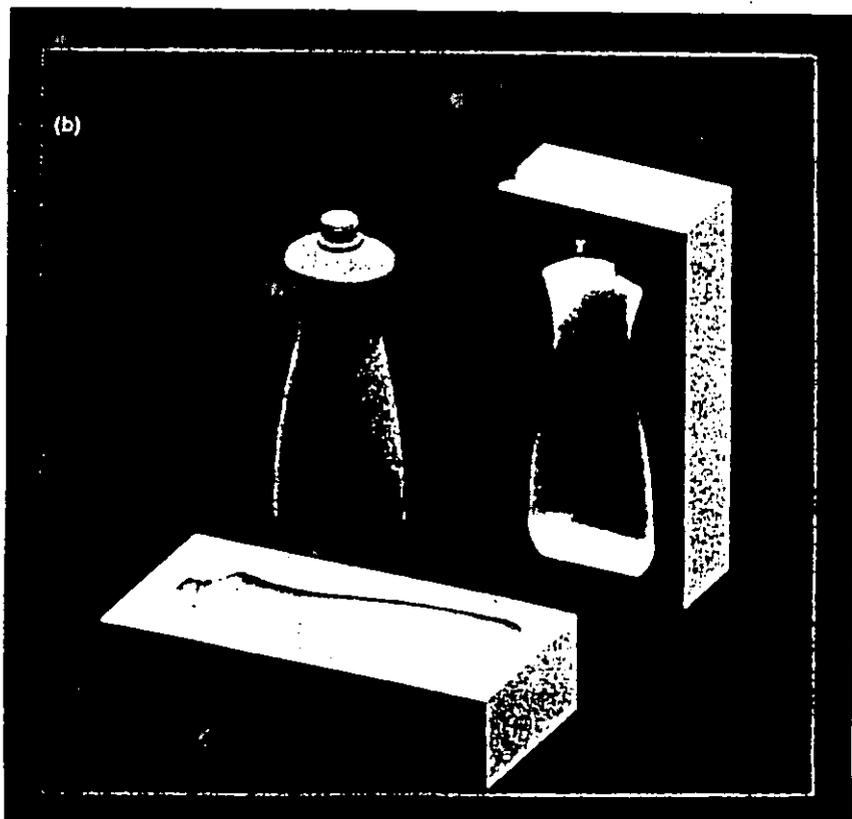
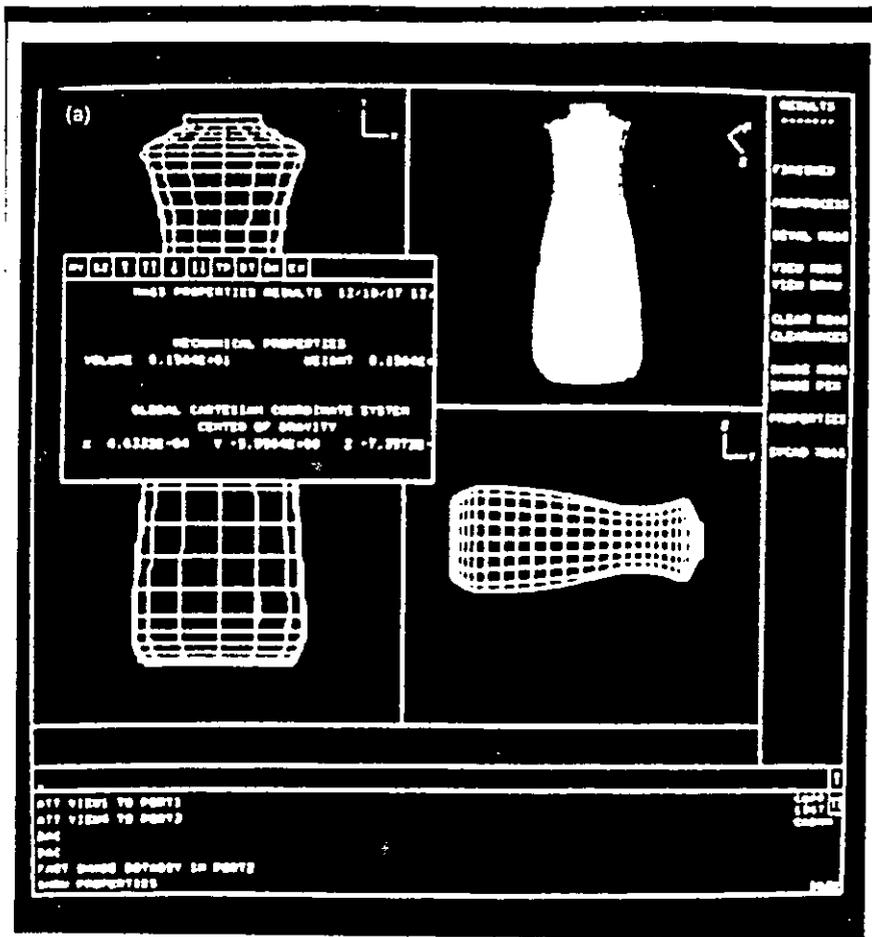


4 MILLIM

MENU ENTITES

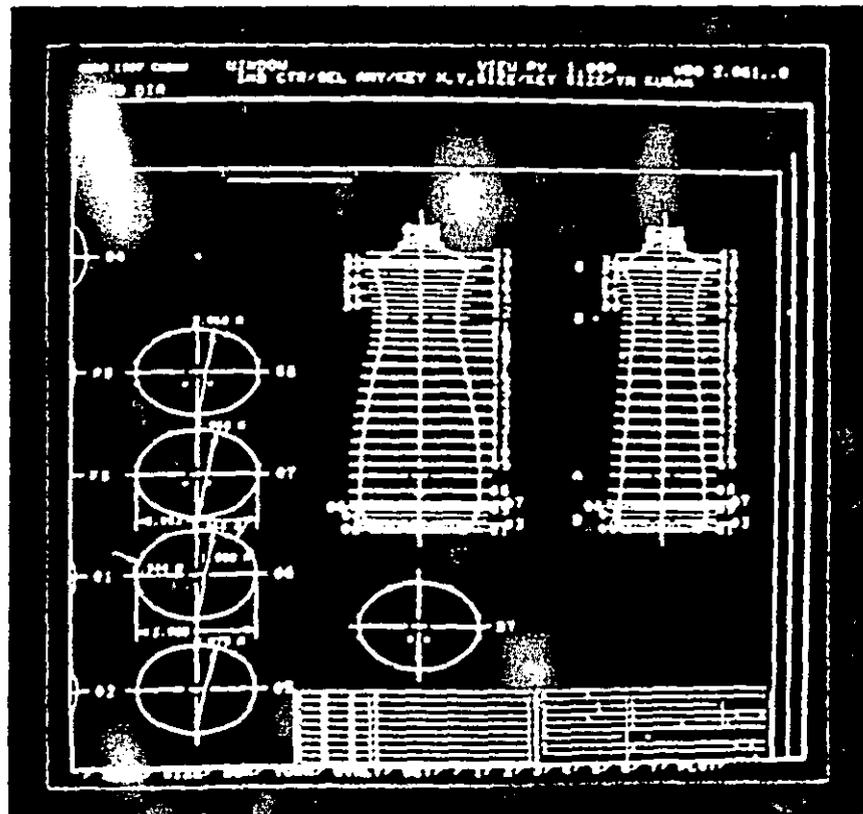
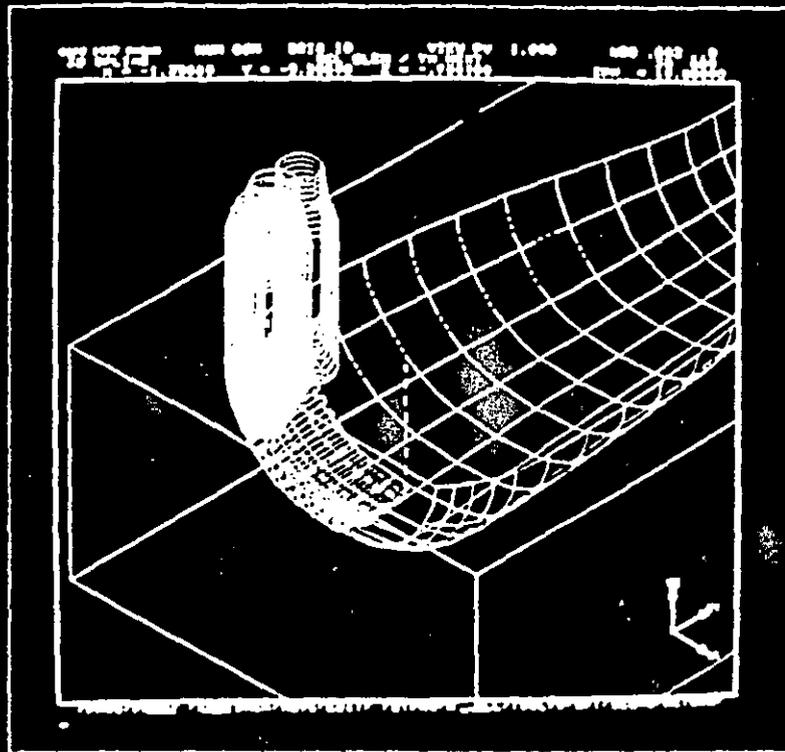


4 MILLIM

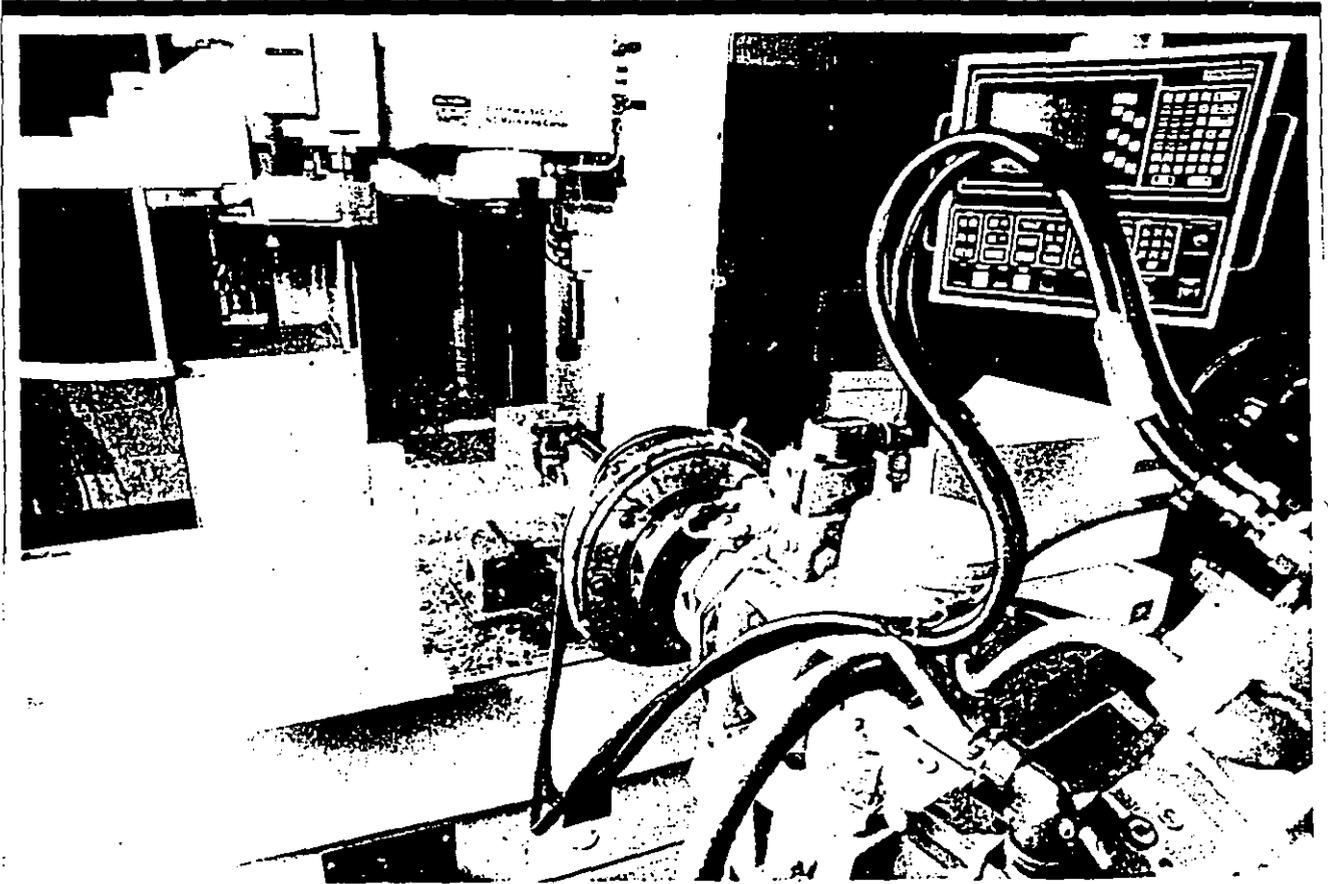


Error-Free Movement. Users' confidence in design data must be high if integrated CAE systems are to realize their potential to slash design cycles and raise productivity. After creating a solid model of the bottle, shown in the upper right-hand corner of (a), the designer manipulated the original geometry to determine how much liquid it could hold. The geometry was used to create a mold (b). Next, the original wireframe was transformed into a net of coons surfaces (c) for use by finite element analysts and

(c)



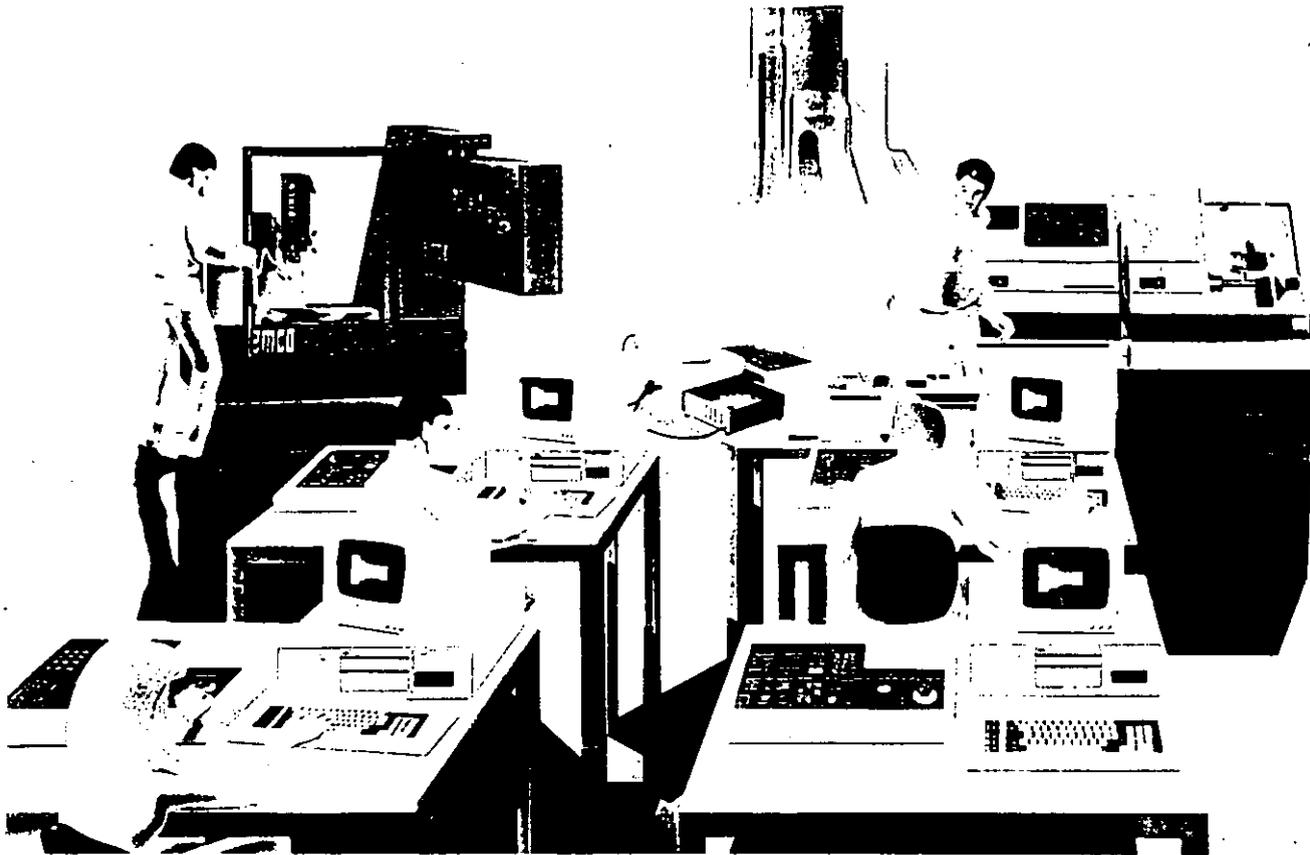
numerical control programmers. Finally, 2-D cross sections of the 3-D model (d) were generated by the draftspeople, who created the final drawings. Since the original geometry passes error-free from application to application, manufacturing engineers can create the mold they need to mass-produce the bottle without deviation from the specifications.



CNC robot. At the Institute's Flexible Manufacturing Laboratory, researchers are automating the production of small lots of high-tolerance aerospace parts.

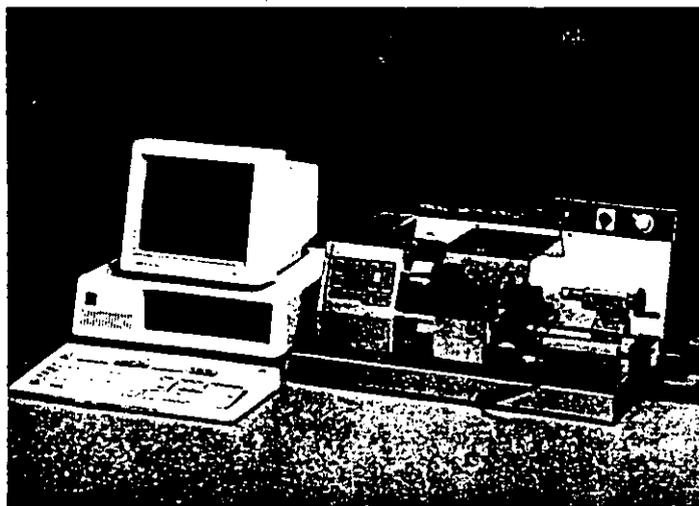


Cutting its teeth. During the initial stages of machining experiments with Mosaic, New York University researchers cut test parts from soft blue-colored wax.

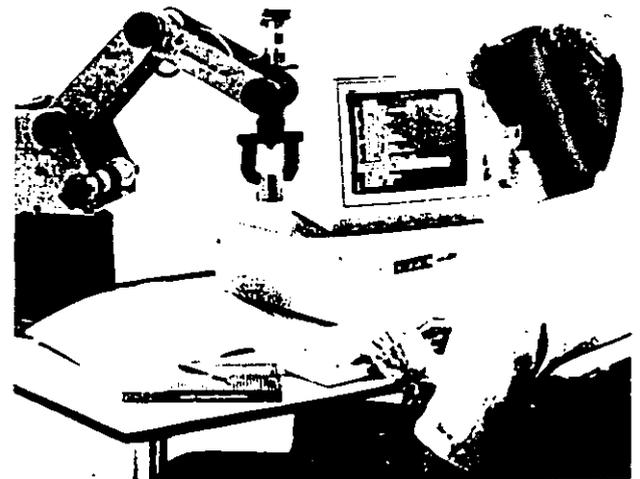


AULA DE ENTRENAMIENTO en diseño y manufactura automatizada, compuesta por Torno y Centro de maquinado CNC de producción, puestos de trabajo para maestros y alumnos en Red, ideal para enseñanza de CNC y Sistema CAD/CAM y Robotica.

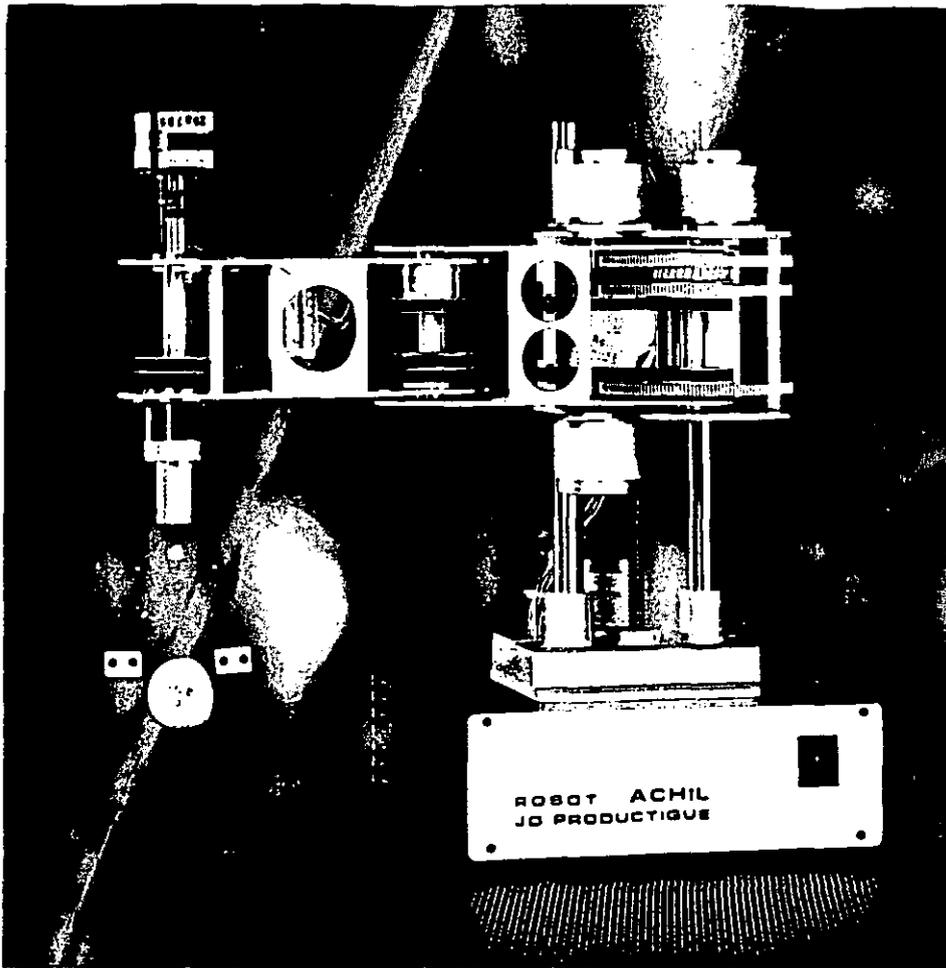
SISTEMA FLEXIBLE de manufactura FMS compuesto por torno EMCO COMPACT 5-CNC, Fresadora EMCO F1-CNC y ROBOT con 6 grados de libertad, ideal para entrenamiento en CNC, 2 ejes y 3 ejes, ROBOTICA y Programación de sistemas flexibles de manufactura.



TORNO COMANDADO por PC EMCO COMPACT 5 PC, volteo \varnothing : 125 mm., entre puntos 450 mm., ideal para Entrenamiento e Investigación.

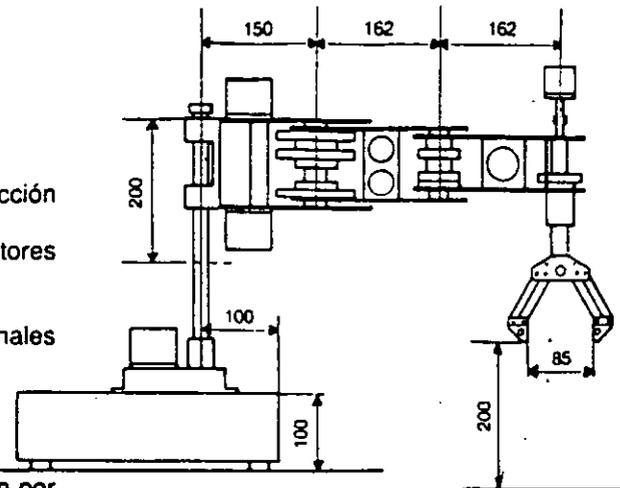


SISTEMAS DE ENTRENAMIENTO en Robotica ESHED ROBOTEC, con sus Accesorios y Sistemas de Visión.



Robusto

- Estructura de los brazos formados por placas de aluminio que se atornillan para formar un cuerpo indeformable.
- Ejes de guía de 20 mm. de diámetro.
- Transmisión por poleas y correas dentadas de sección reforzada y sistema tuerca-husillo sin juego.
- Motores ampliamente dimensionados (Ejes de motores \varnothing 6,35 mm. montados sobre dos rodamientos a bolas estancos).
- Utilización de componentes electrónicos profesionales protegidos y bien refrigerados, permitiendo una utilización continua sin límite.



Preciso

Utilización de motores paso a paso, cuya resolución por paso es de $1,8^\circ$, la resolución por eje es de $0,05^\circ$ que permite una precisión de 0,1 mm.

Potente y rápido

Carga transportada: 400 g. a la velocidad máxima.
Velocidad máxima: 45°/segundo para todos los ejes.

Características Generales

Robot 4 Ejes + pinza

Ejes	Desplazamiento	Precisión
Altura vertical	200 mm.	0,01 mm.
Eje 1	240°	$0,04^\circ$
Eje 2	240°	$0,04^\circ$
Rotación de la mano	Infinita	$0,04^\circ$
Dedos	80 mm.	0,01 mm.

Velocidad máxima: 45°/s.

Carga: 400 g.

Motorización: Motor paso a paso 40 N cm.

Valor de un semi-paso: $0,9^\circ$

Transmisión: Poleas y correas dentadas sin juego.

Potencia absorbida: 80VA-220V.

Comunicación sobre cualquier ordenador personal por unión paralelo de 8 bits.

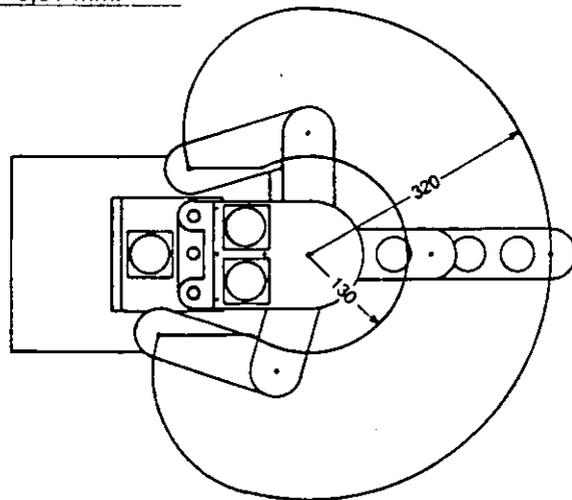
Numerosas posibilidades de comunicación con periféricos.

Diálogo interactivo mediante la pantalla del ordenador.

Aprendizaje directo con la ayuda del teclado, incluyendo la posibilidad de modificar la velocidad.

Programación del número de ciclos de la trayectoria.

Programas de control disponible para Thomson T07-M05; IBM PC y compatibles. (Indicar en el pedido).



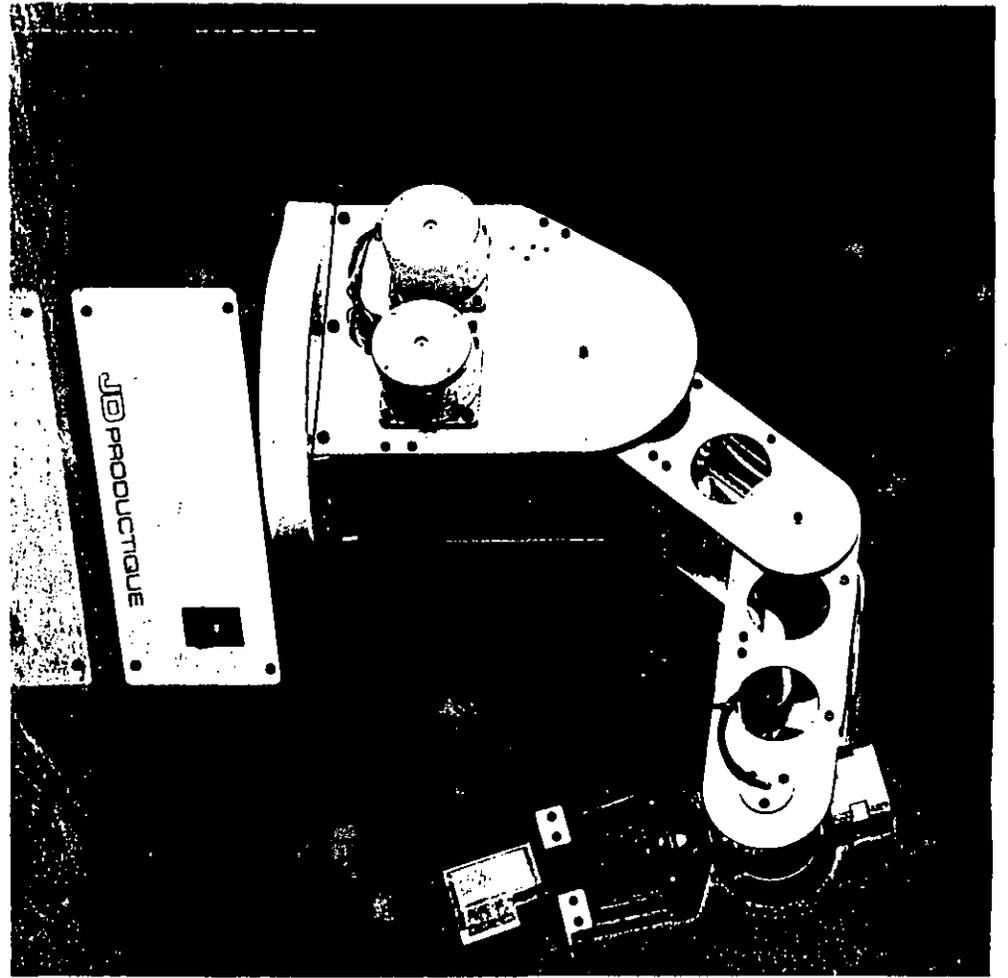
Equipo

Suministrado completo con cables, programa y documentación.

Opcionalmente

Carta microprocesador con unión RS 232.

8 entradas/8 salidas a relé.



Robusto

- Estructura de los brazos formados por placas de aluminio que se atornillan formando un cuerpo indeformable.
- Articulación de su base sobre dos rodamientos a bolas rígidas.
- Transmisión mediante poleas y correas dentadas sin juego.
- Motores sobredimensionados (ejes de motor \varnothing 6,35 mm. montados sobre dos rodamientos a bolas estancos).
- Utilización de componentes electrónicos profesionales protegidos, y bien refrigerados, permitiendo una utilización continua sin límite.

Preciso

Utilización de motores paso a paso, cuya resolución por paso es de $1,8^\circ$, la resolución por eje es de $0,05^\circ$ que permite una precisión de 0,1 mm.

Potente y rápido

Carga transportada: 400 g. a velocidad máxima.
Velocidad máxima: $45^\circ/\text{seg.}$ sobre todos los ejes.

Características Generales

Robot 5 Ejes + pinza

Ejes	Desplazamiento	Precisión
Base	340°	$0,05^\circ$
Hombro	220°	$0,04^\circ$
Codo	220°	$0,04^\circ$
Puño	220°	$0,04^\circ$
Rotación de la mano	Infinita	$0,04^\circ$
Dedos	80 mm.	0,01 mm.

Velocidad máxima: $45^\circ/\text{s.}$

Carga: 400 g.

Motorización: Motor paso a paso 40 N cm.

Valor de un semi-paso: $0,9^\circ$

Transmisión: Piñones y correas dentadas.

Potencia absorbida: 80 VA - 220 V.

Comunicación sobre cualquier ordenador personal por unión paralelo de 8 bits.

Numerosas posibilidades de comunicación con periféricos.

Diálogo interactivo mediante la pantalla del ordenador.

Aprendizaje directo con la ayuda del teclado, con la posibilidad de modificar la velocidad.

Programación del número de ciclos de la trayectoria.

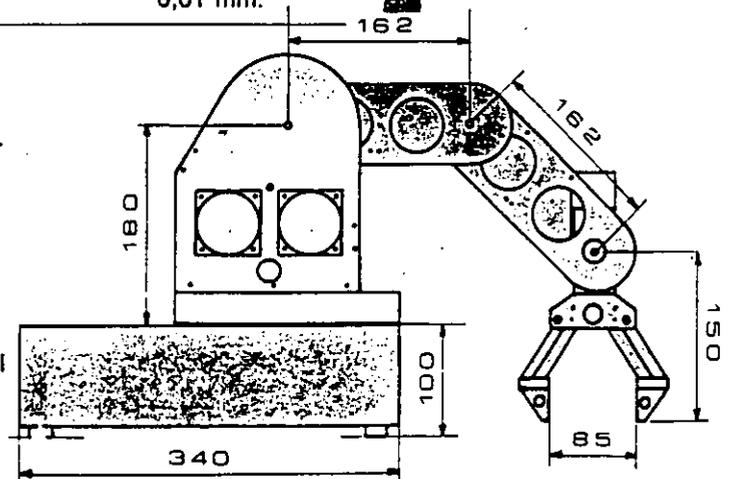
Programas de control disponibles para los ordenadores Thomson T07-M05; IBM PC y compatibles, Nanoréseau (Indicar en el pedido).

Equipo

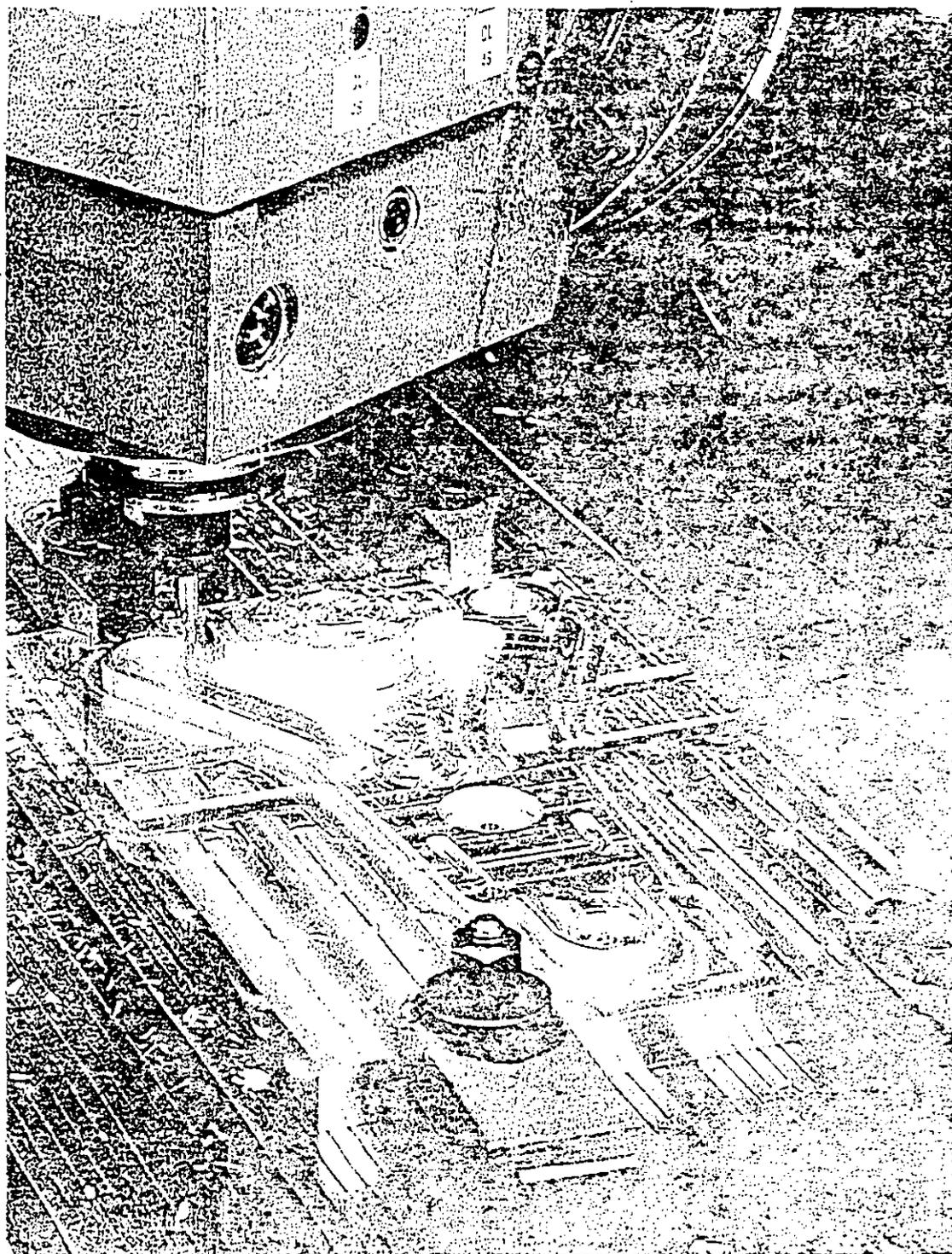
Suministrado completo con cables, programa y documentación.

Opcionalmente

Carta microprocesador con unión RS 232
8 entradas/8 salidas a relé.



ACHIVING EXAMPLES AND TECHNICAL DATA - THE MAHO "E"-SERIES





**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

C U R S O S A B I E R T O S

ROBOTICA INDUSTRIAL

Del 16 al 20 de marzo de 1992

5. ASPECTOS PRACTICOS DE LA ROBOTICA

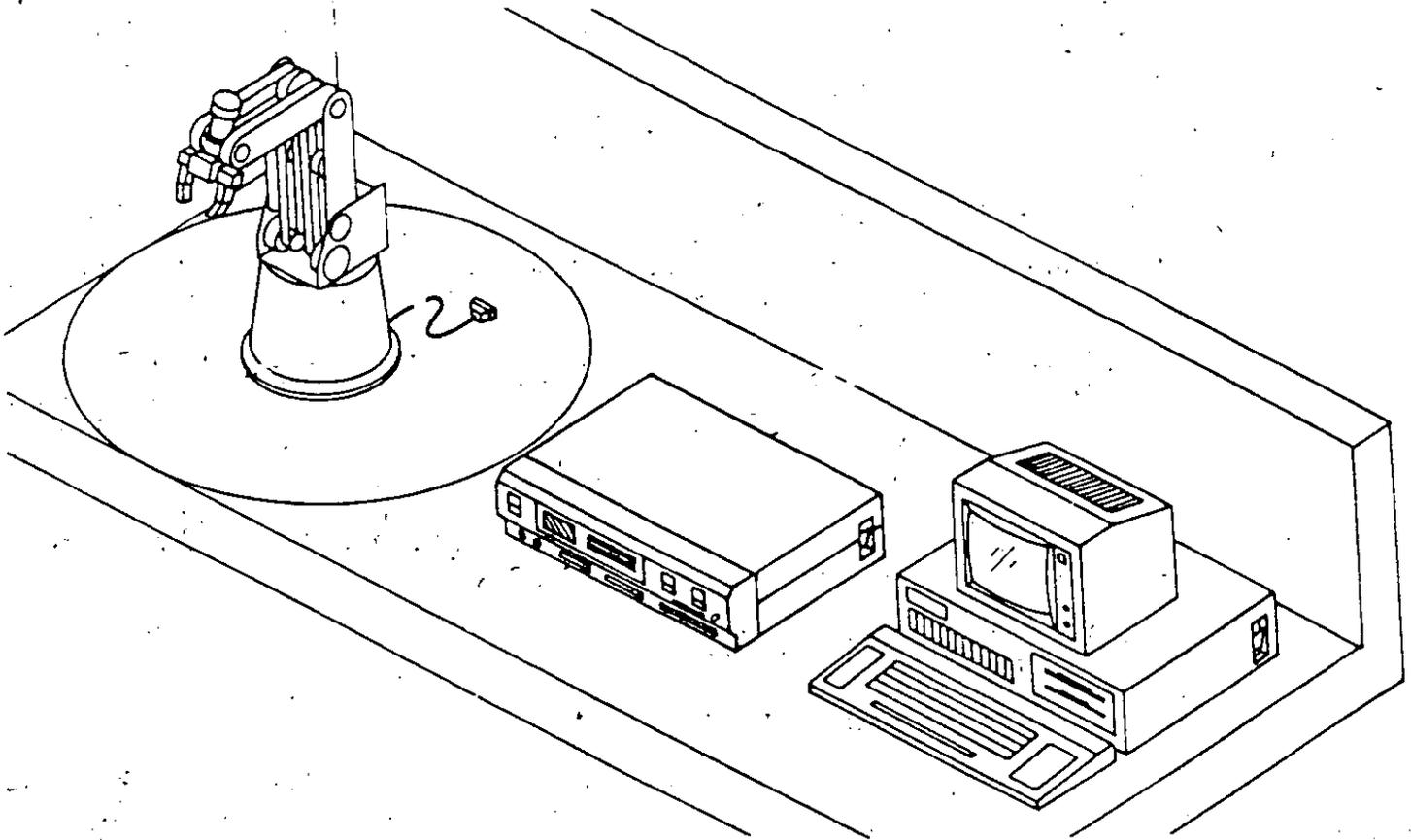
PALACIO DE MINERIA

PROGRAMACION DEL ROBOT

El robot es un brazo mecánico diseñado para realizar tareas diferentes y es capaz de repetirlas con movimientos programados.

COMPONENTES DEL ROBOT

BRAZO MECANICO
CONTROLADOR



BRAZO MECANICO

El brazo mecánico es conducido por motores, sensores y un controlador en la forma de una computadora que controla sus movimientos.

CONTROLADOR

FUNCIONES

- Opera el brazo mecánico y lo mantiene en contacto con el medio ambiente. Es una computadora compuesta de hardware y software combinados para permitir el que se realicen las tareas asignadas.

- Controla al robot en malla cerrada
- Controla al robot en malla abierta
- Almacena en su memoria un programa detallado de los movimientos que el robot seguirá. Cuando se corre el programa en la computadora el controlador envía señales que activan los motores y mueven el brazo
- Regula la velocidad del movimiento.
- Comunica al robot con el medio ambiente por medio de entradas y salidas. Las entradas son las señales del exterior hacia el robot y son recibidas por sensores. Las salidas son señales del robot al exterior.

NIVELES DE CONTROL

- 1.- Control por separado de cada eje.
- 2.- Control de la trayectoria por medio del control del brazo del robot en coordinación con todos los ejes del brazo.
- 3.- Control del movimiento del brazo en coordinación con el medio ambiente.

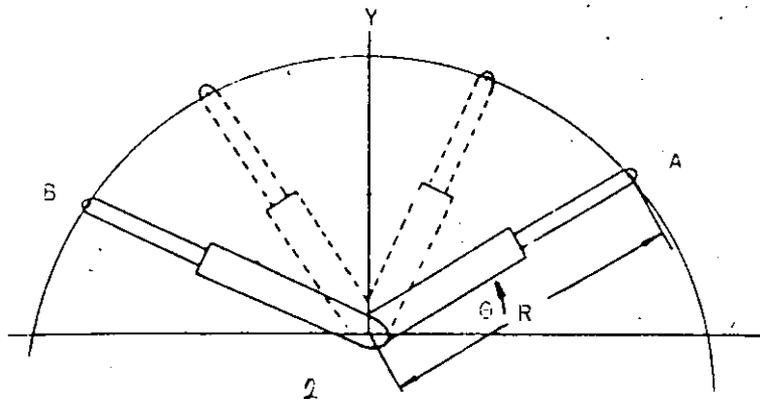
CONTROL DE LA TRAYECTORIA

Los métodos para la coordinación de los movimientos del robot pueden ser divididos en dos:

1. Control de punto a punto
2. Control de trayectoria continua

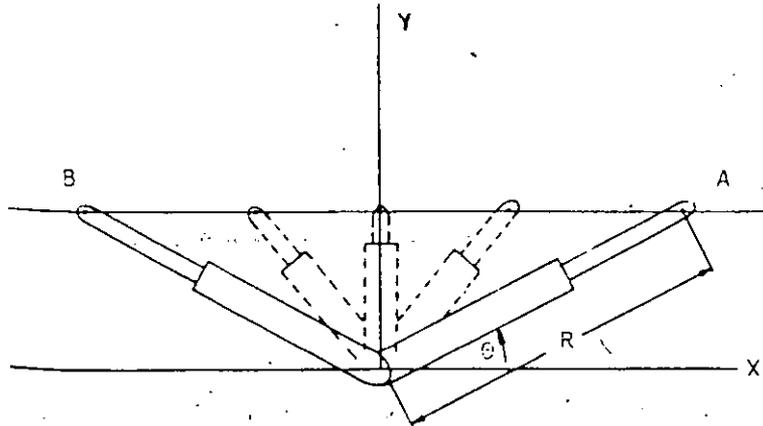
CONTROL DE PUNTO A PUNTO

El control de punto a punto se lleva a cabo mediante una definición de una colección de puntos; construcción y almacenamiento en el controlador de una serie de pasos como es el activar el órgano terminal y la espera para recibir información.



CONTROL DE TRAYECTORIA CONTINUA

En este método el brazo se mueve a lo largo de una trayectoria definida.



La trayectoria puede ser definida mediante dos métodos, el método A y el método B.

METODO A

El robot se mueve manualmente a lo largo de una trayectoria deseada mientras el controlador graba en su memoria las posiciones de las uniones en cada instante mediante la información suministrada por las unidades de retroalimentación (encoders). Cuando la serie es conocida el controlador envía los comandos a los motores de acuerdo a la información en su memoria. El brazo repetirá la trayectoria del movimiento.

METODO B

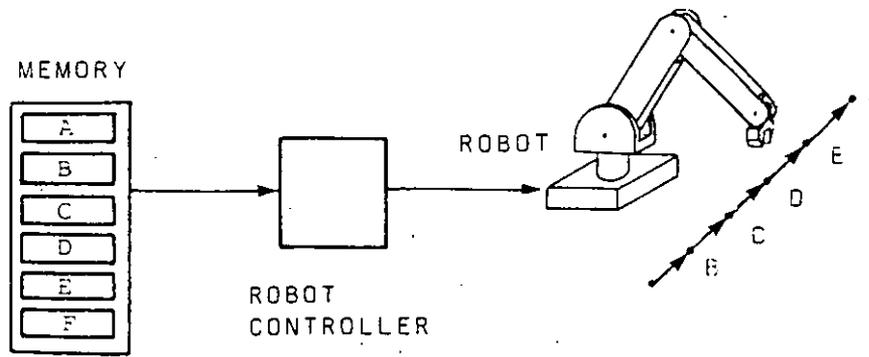
El método B permite definir la trayectoria de un curso deseado de movimientos, tales como una línea recta o un arco pasando a través de puntos definidos. Calcula las coordenadas de movimiento en cada instante.

Los robots de trayectoria continua son usados en donde se requiere que el órgano terminal lleve a cabo una tarea mientras el brazo está en movimiento, algunas de las aplicaciones es el pintado y el soldado.

CONTROL EN FUERA DE LINEA

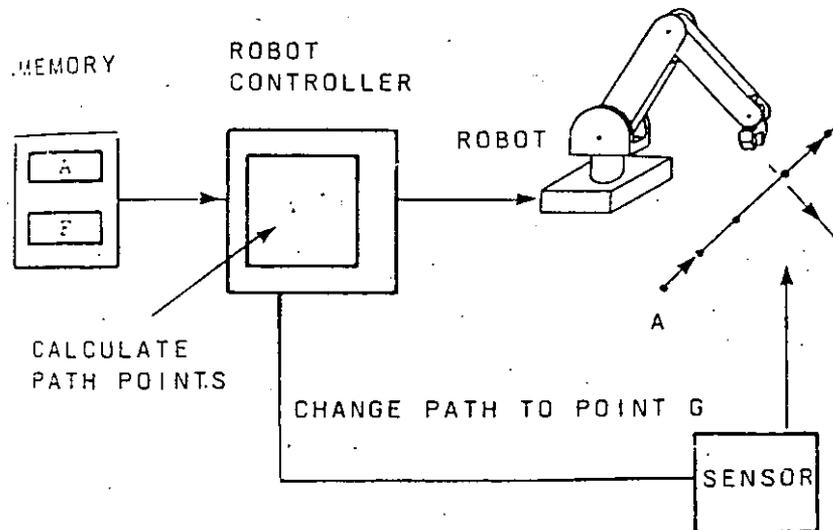
En este modo el controlador del robot graba la trayectoria del movimiento en su memoria como una serie de puntos y los movimientos de las uniones.

El controlador no realiza cálculos cuando el programa está corriendo.



CONTROL DE TIEMPO REAL

En este modo el controlador puede recibir información y cambiar el curso del robot cuando esta en movimiento.



EQUIPOS AUXILIARES

Los equipos auxiliares permiten la simulación de estaciones de trabajo automáticas industriales.

Los equipos auxiliares pueden ser sensores, sistemas de visión, mesas rotatorias, caja de enseñanza, bandas y base de deslizamiento lineal.

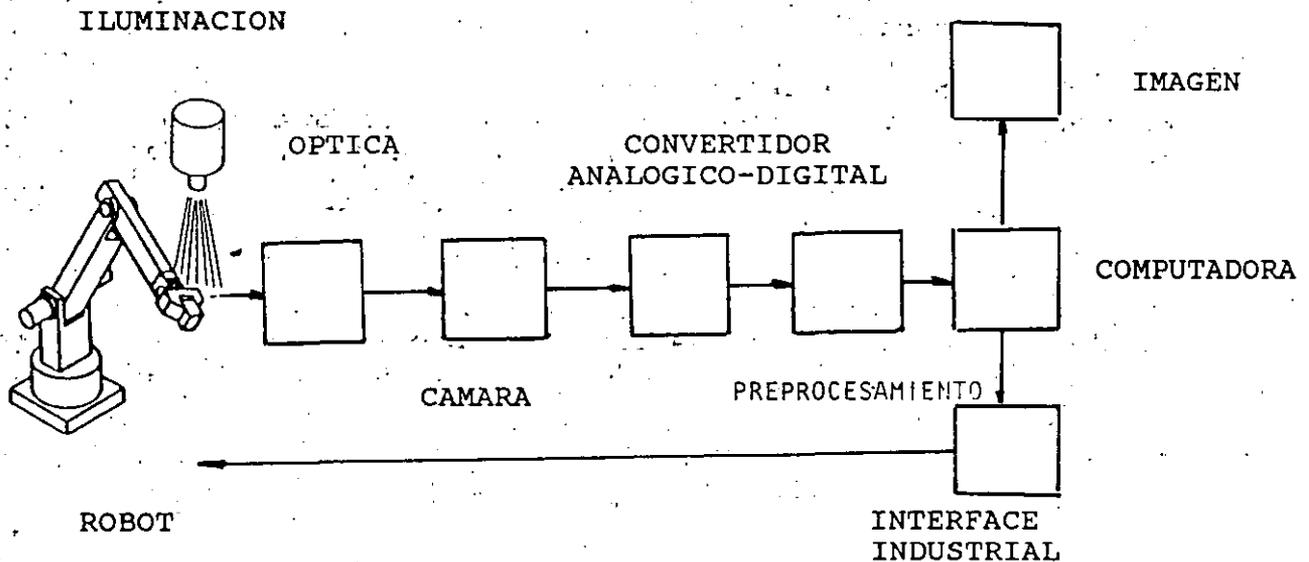
SISTEMA DE VISION

Un sistema de visión realiza la adquisición, captura, procesamiento y mejoramiento de la imagen de un objeto para compararla y analizarla con otra previamente obtenida.

APLICACIONES

- Inspección y Control de Calidad.
- Reconocimiento y Elección.
- Guía del Robot.
- Proceso de Control
- Mediciones.

ESTRUCTURA GENERAL DEL SISTEMA DE VISION DEL ROBOT.



COMPONENTES:

- Iluminación.

El método de iluminación a menudo determinará el éxito o el fracaso de la aplicación .

- Óptica.

La zona óptica puede incluir lentes de longitudes diferentes focales y/o aperturas y filtros de diferentes ondas de longitud.

- Cámara.

La cámara recibe o captura la cantidad de luz reflejada de un objeto , y envía una señal eléctrica analógica llamada señal de video.

- Convertidor Analógico-Digital.

El digitalizador recibe la señal analógica de video y la convierte en una señal digital para que sea manejable por la computadora.

- Pre-procesamiento.

El objetivo del pre-procesamiento es compactar la cantidad de información o mejorar la calidad de la imagen que finalmente será transferida a la computadora , aumentando la velocidad de procesamiento.

- Computadora.

Maneja y determina el tiempo de sub-procesamiento en el sistema de visión, procesamiento y análisis de la imagen.

- Interface, Controlador ,y Brazo del Robot.

El brazo del robot lleva a cabo las tareas que resultan de la operación de la visión. El brazo es activado por el controlador del robot. La comunicación entre el controlador y la computadora de visión se realiza por medio de una interface..

- Pantalla de Imágenes.

La pantalla muestra la imagen de video de la cámara, presentación de la imagen después del procesamiento y los mensajes desde el sistema de cómputo usado en la visión.

ETAPAS DEL PROCESO DE VISION

ADQUISICION Y CAPTURA DE IMAGENES.

PROCESAMIENTO Y MEJORAMIENTO DE LA IMAGEN.

RECONOCIMIENTO Y ANALISIS DEL PATRON.

ADQUISICION Y CAPTURA DE IMAGENES.

Esta etapa incluye la cámara , la óptica y las condiciones de iluminación .Estos elementos determinan la calidad de la imagen de visión y afectarán el procesamiento de la imagen que se ha requerido en la etapa de análisis y reconocimiento del patrón.

La imagen del objeto es digitalizada y almacenada en la memoria de la computadora.

PROCESAMIENTO Y MEJORAMIENTO DE LA IMAGEN.

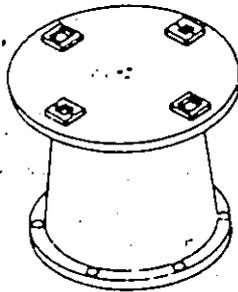
Esta etapa consiste en filtrar las interferencias y sombras de la imagen base.

RECONOCIMIENTO Y ANALISIS DEL PATRON.

En esta etapa la computadora del sistema de visión analiza y procesa la imagen del objeto, comparandola con el patrón previamente procesado y almacenado en su memoria.

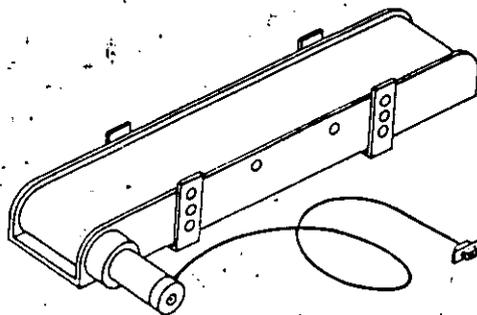
MESA ROTATORIA

Las mesas rotatorias agrega un grado de libertad al sistema de robotica y permite el posicionamiento de las piezas de trabajo para que el robot pueda tomarlas.



BANDA

La banda permite la expansión del sistema de robótica y para simular una celda de trabajo.



LENGUAJES DE PROGRAMACION

Los lenguajes de programación del robot SCORBOT-ER V son:

SCORBASE

ACL

SCORBASE

Es un lenguaje con menus en el que usuario no tiene que tratar con formatos y sintaxis, solo tiene que seleccionar las funciones y dar los valores necesarios. El SCORBASE es más limitado en opciones que el lenguaje de control avanzado (ACL).

MAIN MENU

TEACH POSITIONS (F1)	EDIT PROGRAM (F2)
PROGRAM HANDLING (F3)	RUN PROGRAM (F4)
HOME (F5)	RUN CELL CONTROL (F6)
I/O SETUP (F7)	
EXIT TO DOS (Shift+F9)	

ROBOT IS NOT SYNCHRONIZED, PLEASE SELECT 'HOME' MENU

TEACH POSITIONS MENU

ACTIVE			
1/Q	move base	right / left	CC Change Coordinate display
2/W	move shoulder	up / down	RP Record Position...
3/E	move elbow	up / down	RR Record Relative Position...
4/R	move wrist-pitch	up / down	TP Teach Position... (xyz)
5/T	move wrist-roll	right / left	TR Teach Relative position... (xyz)
7/U	move axis 7	+ / -	RB Record robot position
8/I	move axis 8	+ / -	RH Record peripheral position
OC/CG	Open / Close Gripper		CL Go Linear to position...
F/S	Fast / Speed 0 movement		CC Go Circular to pos# through pos
ON/OF	Turn Output #. on / off		GP Go to Position ...
CN/CF	Control on /Control off		GH Go Home

X/J cartesian/joint | <-SPACE -> change active side | L List del pos | <ESC> MAIN

COORDINATE : XYZ / ROBOT / PERIPHERAL / OFF

X	Y	Z	PITCH	ROLL
176.5	0	504.1	-62.3	-1.1

EDIT PROGRAM

OG/CG	Open/Close Gripper	RP	Record Present Pos. as pos. ...
CP	Go to Position...fast/speed #.	PH	Set present Position as Home !!
W	Wait ... 10ths of seconds	SH	Search Home !!
J	Jump to line #...	SA	Set Axis #. to Zero
IL	If Limit switch #. jump to	SM	Set Memory #.. to .../to sensor
II	If Input #. on/off jump to ...	IN	Increment memory #.. by ...
OI	On input Interrupt #. on/off call sub #.. / jump to line ..	DE	DEcrement memory #.. by ...
DI/EI	Disable/Enable input Interrupt.	IN	If Memory #..(=)memory#.. jump..
OH/OF	turn Output #. on/off	SP	Set Parameter . to ... memory#../computation(+,*,etc.)
RE/PR	Remark : PRINT	IP	If Parameter.(=)parameter.jump..
RD	Ring Bell	SS	Set Subroutine #..
OM	On Motors, error, jump... c/s/o	RS	Return from Subroutine
CL/CC	Go Linear/Circular to position..	CS	Call Subroutine #..
CH/CF	Control ON / Control OFF		
ctrl-I/ctrl-R Insert/Replace line...		L List/delete/edit : <ESC> MAIN MENU	

PROGRAM HANDLING

MODE : LINES / POSITION TABLE / BOTH.

NAME : filename

SAVE/BACKUP (F3)

LOAD/RESTORE (F5)

DELETE (F7)

CATALOG (F9)

<ESC> RETURN TO MAIN MENU

RUN PROGRAM

RUN	RUN SINGLE LINE (F1)	JUMP TO LINE #. (F2)	ROBOT
STOP	RUN SINGLE CYCLE (F3)	BRAKE (H)	I/O
ERROR	RUN CONTINUOUSLY (F5)	DISPLAY PROGRAM : OFF / ON / PRINTER LINE : OFF LINE / ON LINE	

HOME SCREEN

This screen is used for homing and calibrating the robot.

HOME MENU

1/Q move base right / left or move X +/-
 2/W move shoulder up / down or move Y +/-
 3/E move elbow up / down or move Z up/down
 4/R move wrist-pitch up / down
 5/T move wrist-roll right / left
 7/U move axis 7 +/- not connected
 8/I move axis 8 +/- not connected
 OG/CG Open /Close Gripper ...
 F/S Fast / Speed % movement
 ON/OP turn Output #. ON / OFF
 CN/CP Control ON/Control OFF
 H set present position as Home
 D Define gripper sensor - not installed
 P Peripheral equipment setup

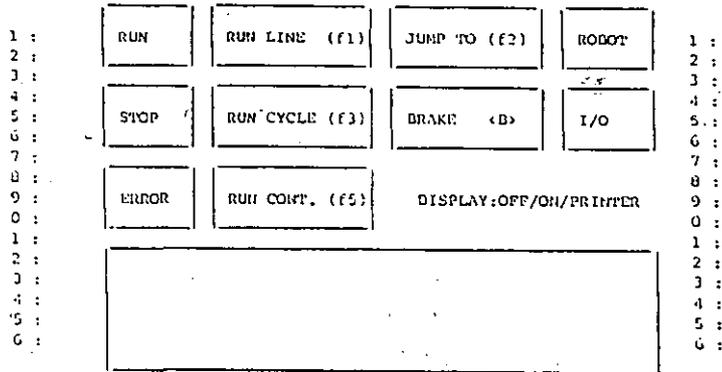
PRESS 'G' KEY TO SYNCHRONIZE THE ROBOT
 ANY OTHER KEY WILL STOP THE ROBOT
 <ESC> RETURN TO MAIN MENU

STOP

INPUTS

RUN CELL CONTROL

OUTPUTS



I/O SETUP

<u>INPUTS</u>		<u>OUTPUTS</u>	
<u>ON</u>	<u>OFF</u>	<u>ON</u>	<u>OFF</u>
1:	_____	1:	_____
2:	_____	2:	_____
3:	_____	3:	_____
4:	_____	4:	_____
5:	_____	5:	_____
6:	_____	6:	_____
7:	_____	7:	_____
8:	_____	8:	_____
9:	_____	9:	_____
10:	_____	10:	_____
11:	_____	11:	_____
12:	_____	12:	_____
13:	_____	13:	_____
14:	_____	14:	_____
15:	_____	15:	_____
16:	_____	16:	_____

LENGUAJE DE CONTROL AVANZADO (ACL)

ACL es la abreviación de Lenguaje de Control avanzado (ADVANCED CONTROL LENGUAJE). Ofrece al usuario un amplio rango de capacidades para programar el robot y/o otros ejes de automatización. Es un lenguaje flexible de programación. EL ACL permite la programación estructurada, usando variables, funciones matemáticas y algoritmos. El ACL ofrece al usuario una variedad de herramientas y un alto nivel de control sobre las características del controlador y las operaciones internas.

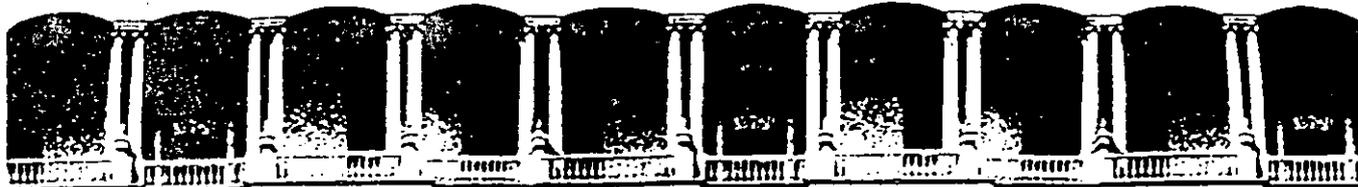
El medio que permite la comunicación entre la computadora y el controlador es el ATS (Advanced Terminal Software). El ATS facilita el uso del ACL mediante un teclado rápido, edición de programas y almacenamiento de programas.

```
Advanced Terminal Software version 1.32 (c) ESHED ROBOTEC
>
<Shift+F10> Backup, <Shift+F8> Hard copy, <Shift+F9> Exit, <Alt+H> Help
1con↓ 2coff↓ 3home↓ 4run 5move 6movel 7Teach 8here 9dir↓
```

COMANDOS

1. Comandos del control del robot:
2. Comandos de tiempo real
3. Funciones matemáticas y lógicas
4. Flujo de programas
5. Control de entradas y salidas
6. Comandos de manipulación de variables
7. Comandos de manipulación de posiciones

8. Comandos de manipulación de programas y reportes
9. Comandos de manipulación paramétrica
10. Comandos de edición
11. Comandos de Set-up
12. Comandos de interface
13. Comandos del sistema general
- 14 Comandos de la caja de enseñanza
- 15 Comandos de verificación



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

C U R S O S A B I E R T O S

ROBOTICA INDUSTRIAL

16 al 20 de marzo de 1992.

SISTEMAS DE MANUFACTURA FLEXIBLE

PALACIO DE MINERIA

SISTEMAS DE MANUFACTURA FLEXIBLE

I. INTRODUCCION

II. CONTROL NUMERICO POR COMPUTADORA

III. DIBUJO Y MANUFACTURA POR COMPUTADORA

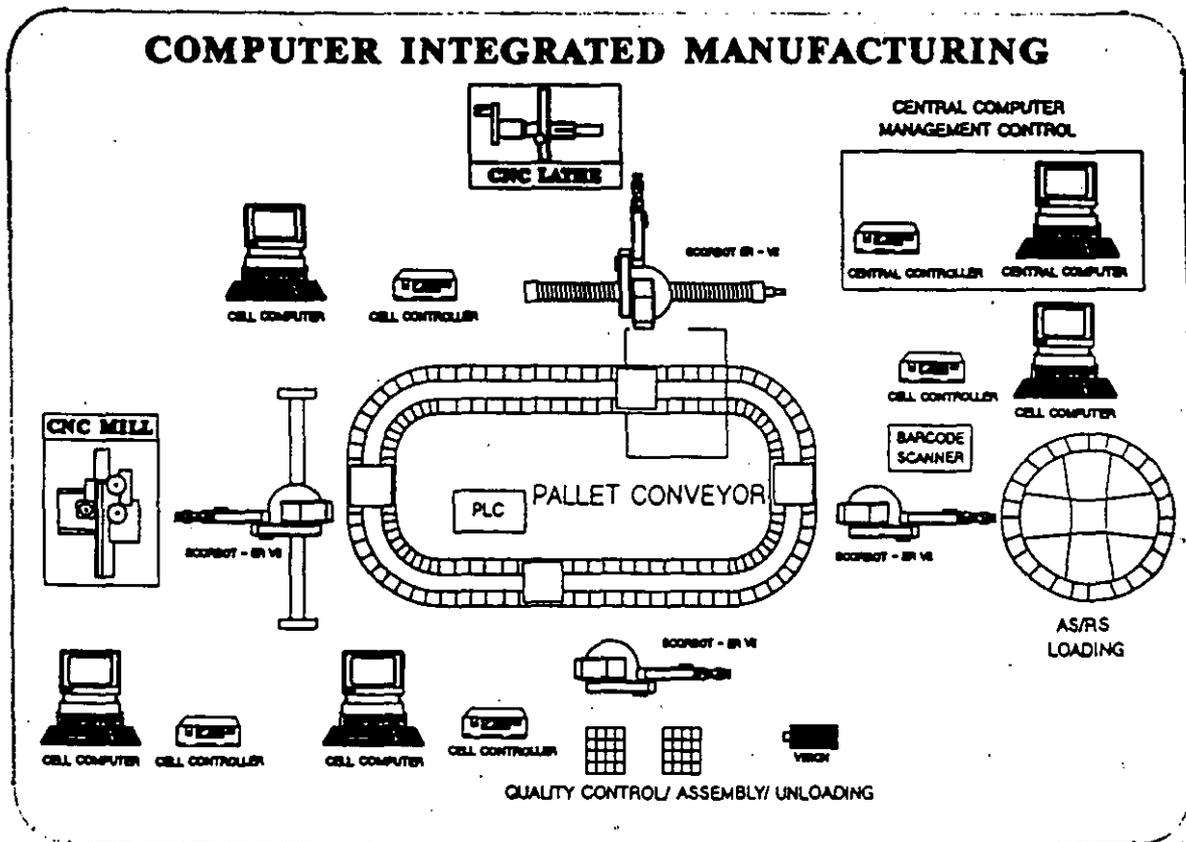
IV. ROBOTICA

V. INTEGRACION DE SISTEMAS DE MANUFACTURA

I. INTRODUCCION

1.1 Componentes de los Sistemas de Manufactura Flexible

La manufactura integrada por computadora es la forma más automatizada y moderna de producción, donde las máquinas controladas numéricamente están unidas y conectadas por algún dispositivo de manejo de materiales.



Existen diferentes tipos de sistemas de manufactura integrados por computadora (CIM), ya que cada sistema esta diseñado para satisfacer necesidades individuales de manufactura.

La producción de partes en familias, el arreglo de partes introducidas aleatoriamente para la fabricación, el ahorro de tiempo y la mejor utilización de la máquina son las ventajas de un sistema de manufactura integrado por computadora.

Los sistemas de manufactura integrados por computadora pueden ser divididos en tres grupos: sistemas especiales, sistemas de manufactura flexible y celdas de manufactura. El primer grupo es de poca flexibilidad y de volumen de producción alto. El segundo grupo tiene mayor flexibilidad y volumen de producción medio. El tercer grupo es de flexibilidad alta y volumen de producción baja.

El control y la planeación de la producción, el diseño, la planeación, la manufactura y el control de la calidad asistida por computadora son los componentes de un sistema de manufactura integrado por computadora.

La fuente de datos necesarios para la planeación de los materiales y la capacidad de administración son útiles en la planeación y control de la producción. La computadora contiene toda la información referente a los programas del sistema de manufactura.

Los niveles de un sistema de planeación y control de la producción (PPC) son las ventas, estimación de costos, el plan maestro de producción, la administración de materiales, la planeación de los requerimientos, el ajuste de capacidad, la liberación de la orden, el control de la producción, la recopilación operacional de datos, el control de cantidades, el control de tiempo, el control de costos y el embarque.

Entre los desarrollos para planear y controlar la producción se tiene el MRP2.

Es posible mediante un sistema de diseño asistido por computadora definir el problema, conceptualizar, analizar, probar, optimizar, documentar y transferir la información del modelo a la producción.

La planeación asistida por computadora describe la ruta de trabajo de la transformación de las partes de la producción, desde la materia prima hasta el estado final.

La manufactura asistida por computadora (CAM) se refiere a cualquier proceso de fabricación automática, que es controlado por computadora.

Las máquinas herramienta de control numérico por computadora, robots, sistemas de almacenamiento y los sistemas de transporte son los elementos más importantes de un sistema de manufactura flexible.

La máquinas de control numérico permiten la fabricación de las diferentes piezas mediante programas codificados.

Los robots son manipuladores reprogramables y multifuncionales, diseñados para mover materiales, partes, herramientas o dispositivos especiales a través de movimientos programados para realizar una gran variedad de tareas. El papel principal del software de los robots industriales es el de controlar, administrar, generar e interpretar las tareas asignadas; inclusive, diagnosticar, reportar y comunicar errores.

Entre los sistemas de manejo de materiales se tienen los equipos de carga, descarga y transportadores. Los transportadores son bandas y vehículos guiados automáticamente.

Las actividades del aseguramiento y control de la calidad comprenden la revisión de los materiales de entrada, el control de calidad del proceso y el control del producto terminado.

La estrategia para incrementar la productividad es el factor que motiva la integración mediante un medio estandarizado de comunicación, que permita intercambiar información entre subsistemas de manufactura.

II. CONTROL NUMERICO POR COMPUTADORA

2.1 Definición de control numérico computarizado

El control numérico es un método para controlar las máquinas herramienta mediante el uso de programas codificadas. Estos programas consisten de números, letras y caracteres especiales que definen la trayectoria de la herramienta, para llevar a cabo tareas específicas. Cuando el trabajo cambia es necesario escribir de nuevo el programa para adecuarlo al cambio.

INDUSTRIAS

AERONAUTICA
ELECTRONICA
AUTOMOTRIZ
HERRAMIENTAS
FERROVIARIA

APLICACIONES

PROCESOS DE FORMADO
MAQUINADO
LIMPIEZA

La máquina de control numérico puede tener dos tipos de control; el de punto a punto y el de trayectoria continua.

2.2 Código de programación

La generación de los programas se realiza mediante códigos de programación estandarizados.

Group 0	G00: Rapid traverse G01: Linear-interpolation G02: } Circular-interpolation G03: } * G04: Dwell G33: Thread cutting in single block * G84: Face and longitudinal turning cycle * G85: Threading cycle * G86: Grooving cycle * G87: Drilling cycle with chip breaking * G88: Drilling cycle with chip breaking and return to start point.
Group 1	G96: Constant cutting speed ** G97: Direct speed programming
Group 2	G94: Feed rate data in mm/min or 1/100 inch/min ** G95: Feed rate data in μ m/rev. or 1/10.000 inch/rev.
Group 3	** G53: Cancel workpiece zero point 1 and 2 G54: Calling up workpiece zero point 1 G55: Calling up workpiece zero point 2
Group 4	G92: 1. Speed limitation * 2. Changing of workpiece zero point coordinates in position. shift offset 5 over NC-program.
Group 5	** G56: Cancel workpiece zero point 3, 4 and 5 G57: Calling up workpiece zero point 3 G58: Calling up workpiece zero point 4 G59: Calling up workpiece zero point 5
Group 6	* G25: Subroutine call * G26: Polygon call * G27: Unconditional jump
Group 7	<input type="checkbox"/> G70: Measurement data in inch <input type="checkbox"/> G71: Measurement data in mm
Group 8	** G40: Neutralization of the tool correction G41: Tool path correction left hand G42: Tool path correction right hand

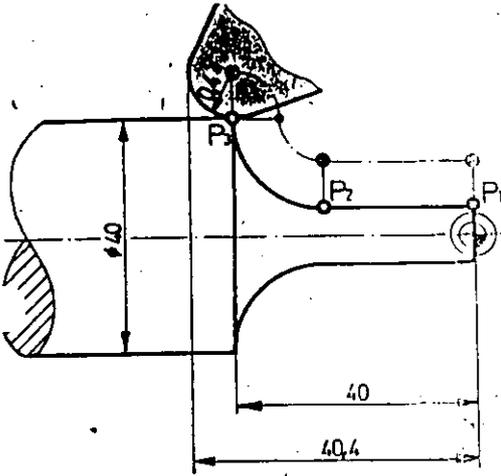
* Effective block by block

** Initial status

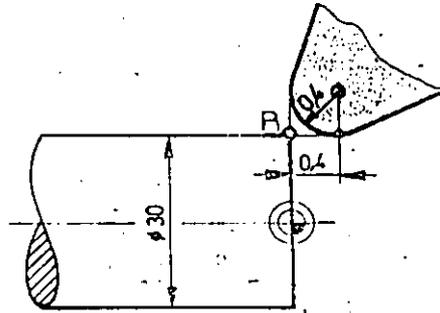
Initial status in mode of operation MON can be determined

2.3 Programación de máquinas de control numérico

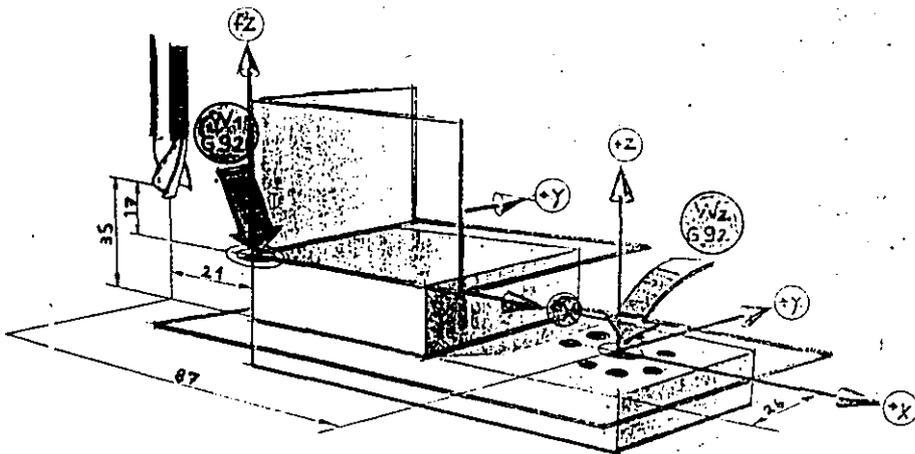
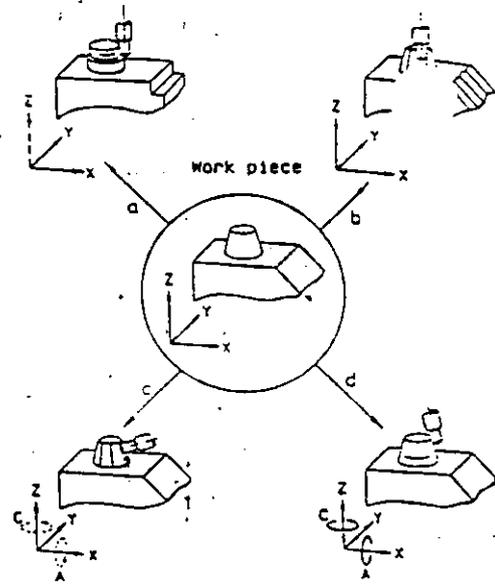
La programación de una máquina de control numérico consiste en definir mediante los comandos del código de programación la trayectoria que seguirá la herramienta y los parámetros de corte.



N .../G42
 N 100/G02/X 40./Z -40./I..../
 N 110/G01/(X 40.)/Z -40.4/G40



N.../G40
 N 100/G01/X 30./Z 0./
 N 110/G01/(X 30.)/Z 0.4/G42

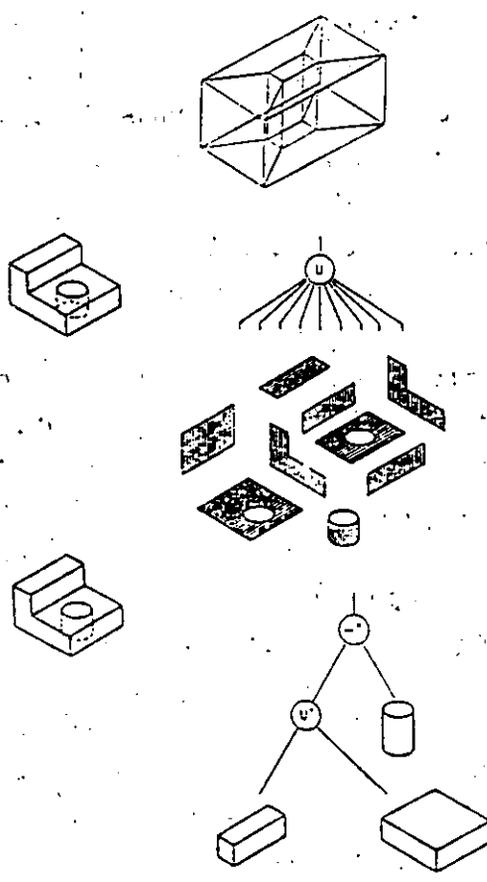


W ₁	G92	/x-2100	/y=0	/z 1700
W ₂	G92	/x-8700	/y-2600	/z 3500

III. DIBUJO Y MANUFACTURA POR COMPUTADORA

3.1 Generación de programas de control numérico mediante el paquete PROCAD/CAM

El dibujo y el diseño asistido por computadora es usado para apoyar los procesos de diseño y dibujo, cuyas etapas pueden ser divididas en la definición del problema, conceptualización, análisis, prueba, optimización, documentación y transferencia del diseño a la producción.



- el almacenamiento y ensamble.
- Repetitividad de los procesos de fabricación a través del almacenamiento de los datos.
 - Productos de mayor calidad.
 - Comunicación directa entre las estaciones de trabajo y el centro de maquinado.
 - Planeación y control de materiales.
 - Clasificación de partes y codificación. (Tecnología de grupo)

IV. ROBOTICA

4.1 Componentes y tipos de robots.

Los robots son manipuladores reprogramables y multifuncionales, diseñados para mover materiales, partes, herramientas o dispositivos especiales a través de movimientos programados para realizar una gran variedad de tareas.

4.1 COMPONENTES Y TIPOS DE ROBOTS

Los componentes de un robots son:

Fuente de potencia, que puede ser hidráulica, neumática o eléctrica

Brazo mecánico, que contiene los elementos de transmisión y codificadores de posicionamiento.

Organo terminal, dispositivo colocado en la parte más alejada de la base del brazo. La función del órgano es la de tomar objetos, herramientas y/o transferirlos de un lugar a otro, pintar, soldar, etc.

Controlador, este opera el brazo mecánico y lo mantiene en contacto con el medio ambiente para permitir el que se realicen las tareas asignadas.

Caja de enseñanza, permite la asignación de posiciones del robot y la ejecución de los programas.

Unidad de almacenamiento, permite el almacenamiento de los programas del robot.

Un equipo de mediciones puede emplearse para la prueba de la parte. La máquinas de mediciones por coordenadas son empleadas en una estación de inspección. La inspección no se podrá realizar al 100% en lotes muy grandes.

Los sistemas automáticos de almacenamiento y alimentación de materiales (ASRS).

5.2 REDES DE COMUNICACION

La computadora es la parte principal de un sistema de manufactura flexible. Una computadora debe ser capaz de comunicarse con otras computadoras de tal manera que puedan ser integradas.

RED RS-232

Mediante este tipo de red es posible comunicar una computadora con diferentes robots, o algunos otros dispositivos a través del puerto RS-232.

REDES DE COMPUTADORAS

Una red es un conjunto de computadoras enlazadas entre sí y/o con otros equipos, cuya configuración permita que esto sea un medio para transmitir, recibir, compartir y manejar información.

COMPONENTES DE UNA RED LOCAL

Los componentes principales de una red son:

1. EL SERVER, que administra los recursos de la red y/o funciona como estación de trabajo.
2. ESTACIONES DE TRABAJO, están representadas por cada una de las microcomputadoras conectadas en red.
3. TARJETA DE INTERFACE, que está instalada dentro de cada microcomputadora y según su especificación, cada tarjeta determina la forma de conexión (topología) de cada red.
4. CANAL DE COMUNICACION que por lo general es un cable

dedicado a las comunicaciones.

5. REPETIDORES, que en algunos casos por la distancia entre unidades de la red, son necesarios para reforzar la señal, sin importar la topología; pueden ser tarjetas internas o cajas externas.

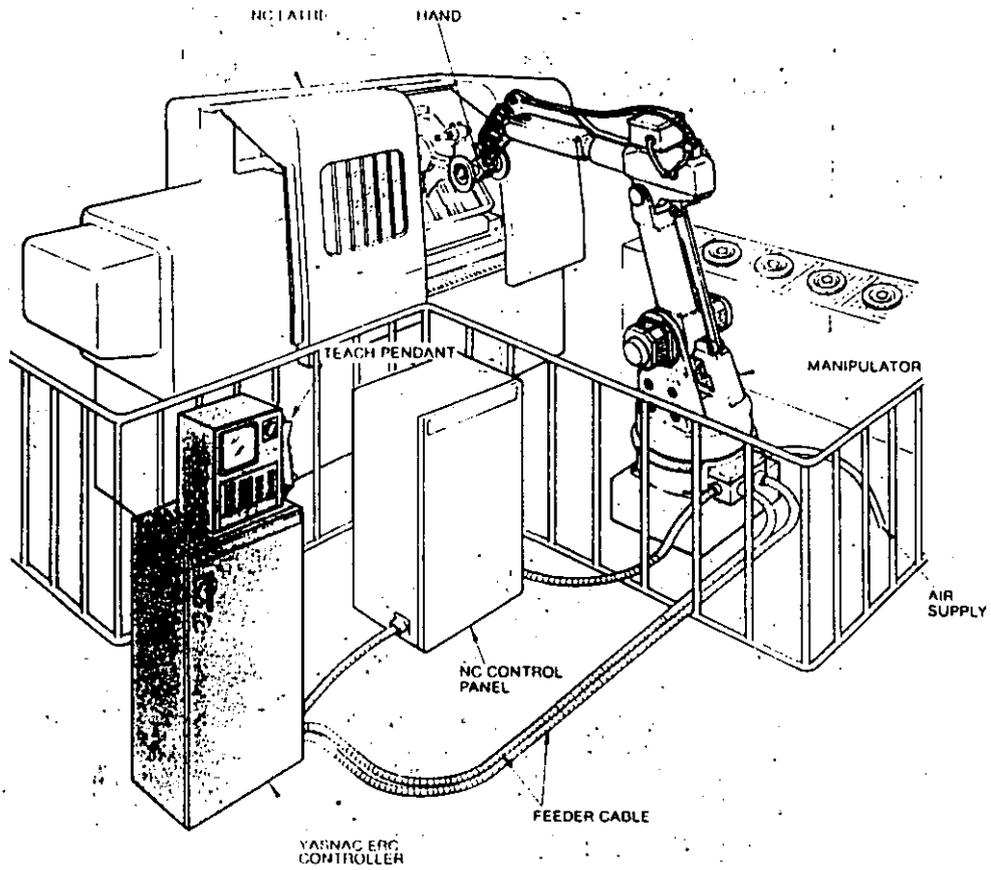
6. CAJA DE CONEXION

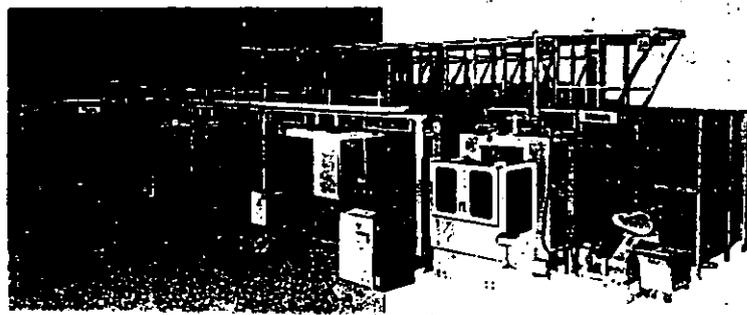
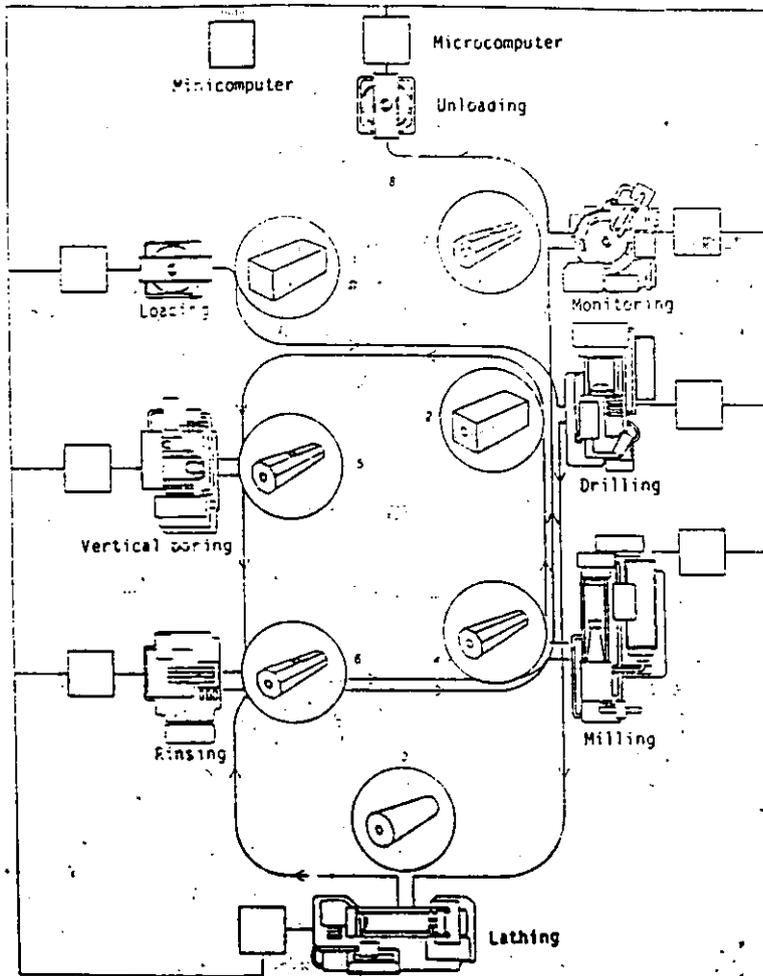
7. SISTEMA DE CABLEADO, que depende de la tarjeta que se haya seleccionado.

8. SISTEMA OPERATIVO

5.3 Integración de robots y máquinas de control numérico

Las máquinas de control numérico y los robots pueden ser integrados mediante sus lenguajes de programación, y así como enviar la información de la pieza a otra estación y sea procesada.





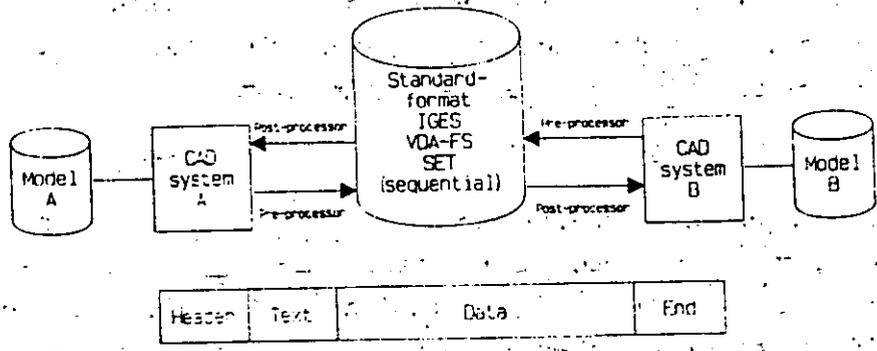
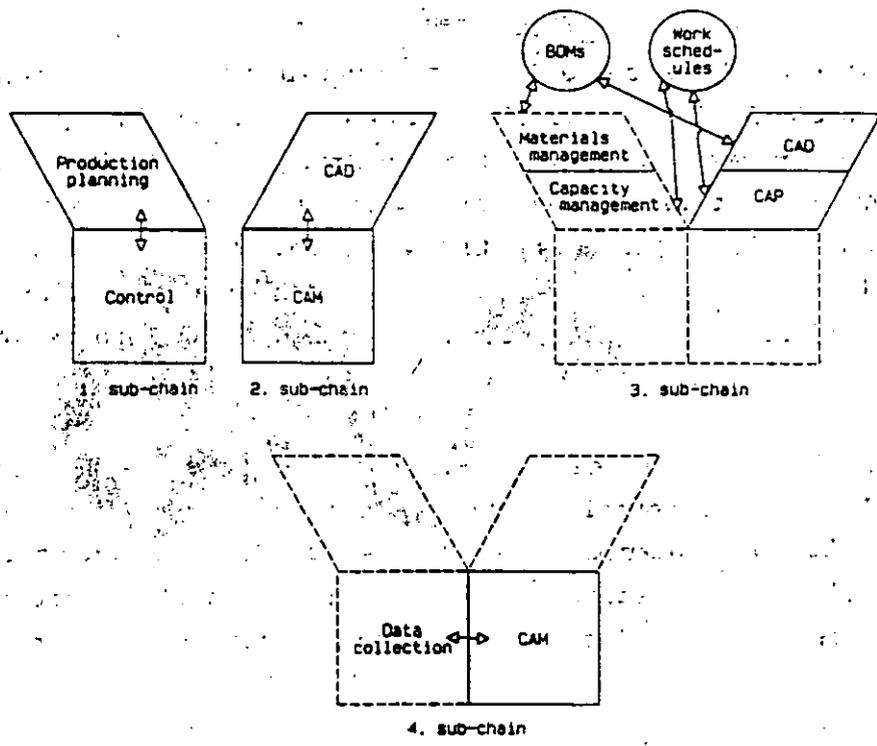


Fig. B.1-14: CAD interfaces



5.4 Integración de los subsistemas de manufactura

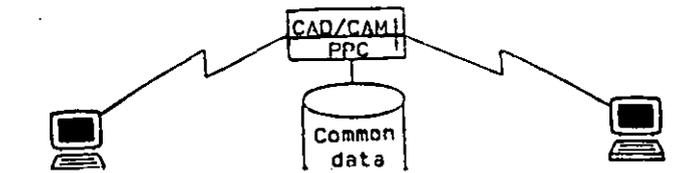
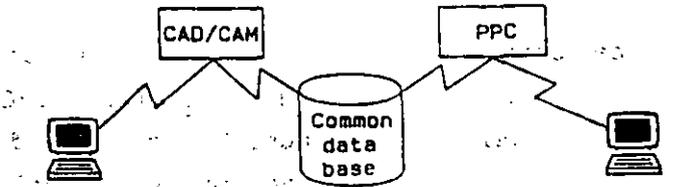
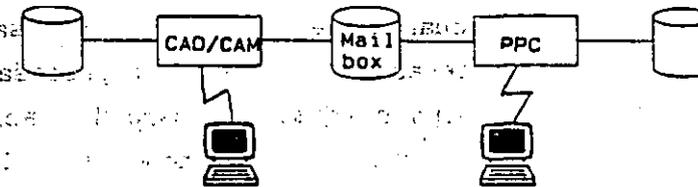
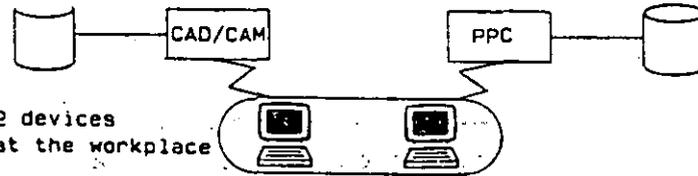
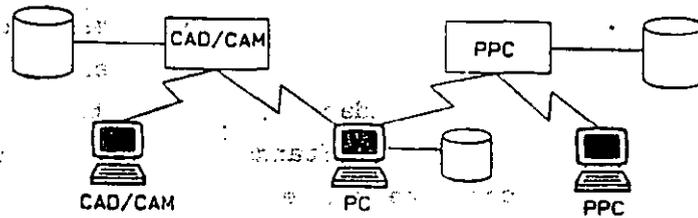
La integración de los diferentes subsistemas se realiza con la implementación de las líneas de producción, integración de la celda de trabajo y el control e integración de las diferentes celdas de manufactura mediante redes locales, sistemas de coomputo, paquetes de software de las diferentes celdas de manufactura

Los estándares de comunicación de un sistema de diseño asistido por computadora son necesarios para convertir los elementos geométricos a un formato estandar, teniendo entre ellos el formato IGES (Initial Graphics Exchange Standard). Para que dos sistemas de CAD sean capaces de comunicarse, es necesario que cada uno este equipado con preprocesadores y postprocesadores, que manejen el formato estandar en ambas direcciones.

El flujo de datos entre los sistemas CAD y CAM determinan los requerimientos de la producción, la geometría de las piezas de trabajo, los procesos de producción. La integración de los sistemas CAD y CAM es posible cuando se tiene un procesamiento de la información de los sistemas CAD y un postprocesamiento, si es necesario transferirlo a otro sistema CAM para la fabricación de la pieza con diferentes características de manejo de la información.

El flujo de datos se realiza desde un sistema de control y planeación de la producción hacia los sistemas CAD/CAM para que se lleven a cabo los requerimientos; además, un flujo de datos de los sistemas CAD/CAM al sistema de planeación y control de producción para la revisión de que los requerimientos se han llevado a cabo.

Existen múltiples niveles de integración de los subsistemas como el organizacional con procesamiento de datos independientes, integración de sistemas independientes por medio de computadoras y redes locales, transferencia de datos entre los sistemas, transferencia de datos entre los sistemas con una base de datos común y comunicación entre los diferentes sistemas y base de datos de diferentes sistemas.



RECEIVED
JAN 10 1964
U.S. DEPARTMENT OF AGRICULTURE
WASHINGTON, D.C.

RECEIVED
JAN 10 1964
U.S. DEPARTMENT OF AGRICULTURE
WASHINGTON, D.C.

RECEIVED
JAN 10 1964
U.S. DEPARTMENT OF AGRICULTURE
WASHINGTON, D.C.

RECEIVED
JAN 10 1964
U.S. DEPARTMENT OF AGRICULTURE
WASHINGTON, D.C.

RECEIVED
JAN 10 1964
U.S. DEPARTMENT OF AGRICULTURE
WASHINGTON, D.C.

RECEIVED
JAN 10 1964
U.S. DEPARTMENT OF AGRICULTURE
WASHINGTON, D.C.

RECEIVED
JAN 10 1964
U.S. DEPARTMENT OF AGRICULTURE
WASHINGTON, D.C.

RECEIVED
JAN 10 1964
U.S. DEPARTMENT OF AGRICULTURE
WASHINGTON, D.C.

DIRECTORIO DE ALUMNOS
CURSO: ROBOTICA INDUSTRIAL
DEL 16 AL 20 DE MARZO DE 1992

- 1.- AVILA VILCHIS JUAN CARLOS
INVESTIGADOR Y PROFESOR T.C.
UNIVERSIDAD AUTONOMA DEL EDO.
DE MEXICO (FAC. DE ING.)
CERRO DE COATEPEC S/N
CIUDAD UNIVERSITARIA, TOLUCA
C.P. 50000
ING. RAFAEL GARCIA MORENO #109
CUAUHTEMOC, TOLUCA, EDO. MEX.
C.P. 50130
TEL. 14 08 55 OFNA.
15 48 10 DOM.
- 2.- BAZ CONTRERAS MARCO A.
CANADA #74, PLAZAS DE LA COLINA
TLALNEPANTLA, EDO. DE MEX.
C.P. 54080
TEL. 397 21 90 DOM.
- 3.- CARRANZA LEYVA JULIO MANUEL
SUPERVISOR GENERAL DE MANTENIMIENTO
NISSAN MEXICANA, S.A. DE C.V.
KM. 4.5 CARRETERA FEDERAL CUERNAVACA-CUAUTLA
TULIPAN VENEZOLANO #213
COL. TULIPANES, CUERNAVACA, MORELOS
TEL. 15 16 42
- 4.- CUETO ACOSTA MANUEL
SUPERINTENDENTE DE INGENIERIA DE PLANTA
NISSAN MEXICANA S.A. DE C.V.
KM. 4.5 CARRETERA FEDERAL
CUERNAVACA-CUAUTLA, COL. CIVAC,
JIUTEPEC, MOR.
CALLE 12 N, LOTE 21, CASA 207
COL. CIVAC, JIUTEPEC, MOR.
TEL. 19 44 81 OFNA.
19 34 85 DOM.
- 5.- HERNANDEZ DIAZ ENRIQUE
ATZAYACATL #94
ARENAL SECC. 1
DEL. VENUSTIANO CARRANZA,
C.P. 15600
TEL. 756 45 46 DOM.
- 6.- DORADOR GONZALEZ JESUS MANUEL
DISEÑADOR MECANICO, JEFE DE PROYECTO
CENTRO DE DISEÑO MECANICO, FAC. DE INGENIERIA
TALLERES DEL ANEXO FAC. DE INGENIERIA, C.U.,
COYOACAN, C.P. 04510
MEDICINA #69, COL. COPILCO UNIVERSIDAD,
DOYOACAN, C.P. 04360
TEL. 550 00 41 OFNA.
658 70 17 DOM.
- 7.- GARCIA GARCIA ENRIQUE GABINO
ACADEMICO
U.N.A.M. FACULTAD DE INGENIERIA
AVENIDA UNIVERSIDAD 3000,
COPILCO, COYOACAN, C.P. 04510
FRANCISCO VILLA NO. 9,
FRACC. SAN MATEO II, TEXCOCO,
EDO. DE MEXICO, C.P. 56110
TEL. 622 31 12 OFNA.
91 595 42056 DOM.
- 8.- LOPEZ MANRIQUE LUIS MANUEL
PROFESOR INVESTIGADOR
UNIVERSIDAD JUAREZ AUTONOMA DE TABASCO
CARRETERA CUNOUACAN-JALAPA, CENTRO
CUNOUACAN, TABASCO
EUCALIPTO #101 COL. HERIBERTO KEHOE,
TABASCO 2000 86030
TEL. 91 933 6 00 16 OFNA.
5 15 94 DOM.
- 9.- MILLAN JIMENEZ SIRAHUEN
GERENTE DE INGENIERIA
INDTEC, S.A. DE C.V.
PONIENTE 140 No. 681-5, COL. INDUSTRIAL VALLEJO,
AZCAPOTZALCO, C.P. 02300
EDIF. B-11 DÉPTO 004 TULANCINGO ESQ. JUCAR
VALLE DE ARAGON ECATEPEC, EDO. DE MEX.
TEL. 567 61 41 OFNA.
783 47 15 DOM.

10.- ORTIZ MARTINEZ VICTOR MANUEL
SUPERINTENDENTE DE ING. DE MOTOR
NISSAN MEXICANA, S.A. DE C.V.
PASEO CUAUHNAHUAC, KM. 4.5,
CIVAC, CUERNAVACA, MORELOS
AV. M. HIDALGO No. 2,
U. MORELOS, JOJUTLA, MOR. C.P. 62900
TEL. 91 734 194 477 OFNA.
91 734 31604 DOM.

RAMIREZ VERDIN ROBERTO
SUPERVISOR DE MANTENIMIENTO
NISSAN MEXICANA, S.A. DE C.V.
PASEO CUAUHNAHUAC, KM. 4.5,
CIVAC, JIUTEPEC, MOR.
34 NORTE 4-21
CIVAC, JIUTEPEC, MORELOS, 62500
TEL. 20 09 02 EXT. 1840 OFNA.
20 9173 19 04 61 DOM.

16.- SILVA OLACHEA JUAN GREGORIO ENRIQUE
CATEDRATICO, DEPTO. ING. ELECTRONICA
INSTITUTO TECNOLÓGICO DE QUERETARO
AV. TECNOLÓGICO Y ESCOBEDO S/N,
CENTRO, QUERETARO, QRO.
JUAREZ NORTE #135, CENTRO,
QUERETARO, QRO., C.P. 76000
TEL. 12 25 92 DOM.

19.- VILCHIS GONZALEZ ADRIANA H.
JEFE DEL DEPTO. DE ANALISIS DE SISTEMAS
IPROSSCO S.A. DE C.V.
SIDRO FABELA SUR No. 504,
DOCTORES, TOLUCA, C.P. 50000
PROF. JAVIER BARRIOS SIERRA 109,
MORELOS, TOLUCA, EDO. DE MEX. C.P. 50120
TEL. 15 54 17 OFNA.
15 17 75 04 DOM.

11.- PADILLA MARTINEZ SAUL
AUXILIAR SEG. RADIOLOGICA Y RADIOTRAZADO
AV. APASEO ORIENTE S/N, CD. INDUSTRIAL
IRAPUATO, GTO. C.P. 36630
LAGUNA VERDE 1494, FRACC. CFE,
IRAPUATO, GTO. C.P. 36631
TEL. 7 27 27 OFNA.
5 46 91 DOM.

14.- RIOS TERCERO HUGO CESAR
SUPERVISOR DE MANTENIMIENTO ELECTROMECANICO
ING. DE MOTOR
NISSAN MEXICANA S.A. DE C.V.
KM. 4.5 CARRETERA FEDERAL CUERNAVACA-CUAUTLA
EDIFICIO 17-DEPTO. 104, U. TEJALPA,
COL. CIVAC, CUERNAVACA, MOR.

17.- TERRAZAS ESPITIA MARTIN
DIRECTOR GENERAL
ESPIMAR
AZURAR 60, GRANJAS MEXICO,
IZTAPALAPA
ROSA DE BENGALA #60
COL. MOLINOS ROSAS, ALVARO OBREGON, 04070
TEL. 900 500 210 OFNA.
651 33 21 DOM.

20.- WONG CASTAÑEDA JOSE ARTURO
COORDINADOR DE MANTENIMIENTO
NISSAN
PROLONGACION SONORA NO. 1017
EDIFICIO 93 DEPTO 210 COL. FLORES MAGON,
CUERNAVACA, MOR.

12.- PANTOJA REBOLLO FERNANDO
ACADEMICO
U.N.A.M. FAC. DE INGENIERIA
AV. UNIVERSIDAD 3000,
COPILCO COYOACAN, C.P. 04510
AYUTLA # 1003,
COL. SAN FELIPE DE JESUS, GUSTAVO A. MADERO
C.P. 07510
TEL. 622 31 12 OFNA.
753 34 84 DOM.

15.- SALAZAR PORCAYO MARIO
SUPERVISOR MANTENIMIENTO ELECTROMECANICO
PASEO CUAHUANAHOAC KM. 4.5,
CIVAC, MORELOS
AV. EDO. DE PUEBLA #155,
COL. LAZARO CARDENAS, TEMIXCO, MORELOS.
TEL. 20 01 02 EXT. 1840 OFNA.
18 53 54 DOM.

18.- VAZQUEZ TORRES FERNANDO
DOCENTE
IPN.- UPTICSA
TE #940, GRANJAS MEXICO,
IZTACALCO, C.P. 08400
RESINA #291-BIS-DEPTO 107,
GRANJAS MEXICO, IZTACALCO, C.P. 08400
TEL. 579 94 22 OFNA.

21.- ZAMORA SOLORZANO EFRAIN
PROFESOR E INVESTIGADOR
FACULTAD DE INGENIERIA, U.A.E.M.
CERRO DE COATEPEC, C.U.
TOLUCA, MEXICO
CUAUHTÉMOC 105, COL. SAN MATEO OXTOTITLAN,
TOLUCA, MEXICO
TEL. 14 08 55 OFNA.
15 62 73 DOM.