

57  
183.



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA  
DE MÉXICO

---

---

FACULTAD DE INGENIERÍA

INSTRUMENTACIÓN DE UN MANIPULADOR  
ANTROPOMÓRFICO CAPAZ DE REPRODUCIR LOS  
MOVIMIENTOS DE LA MANO HUMANA UTILIZANDO  
UN MICROPROCESADOR 68HC11.

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:  
INGENIERO MECÁNICO ELECTRICISTA  
ÁREA MECÁNICA

P R E S E N T A:

CÉSAR AUGUSTO ESPINOZA ROMMYNGTH



DIRECTOR DE TESIS: M.I. VÍCTOR GONZÁLEZ VILLELA

CIUDAD UNIVERSITARIA

1998



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Dedico el presente trabajo a mis padres, Marco Antonio y Consuelo con todo respeto, amor y agradecimiento por las grandes oportunidades que me han brindado siempre, mi admiración por su ejemplo como seres humanos.

A mis hermanos, Cástulo Rogerio, Marco Antonio, Itzé, Coral Donají, y mi hermano "postizo" José Francisco, por su incondicional apoyo y estímulo.

Con amor, para Heidi

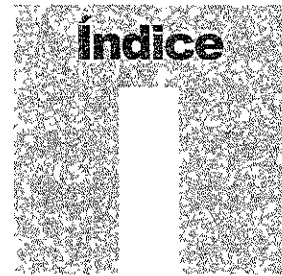
En memoria de mi Abuelo, Cástulo Espinosa V. ; cuyos frutos todavía se recogen

A mis amigos y compañeros

**Agradezco al M. en I. Víctor González  
Villela, Jefe del Departamento de  
Mecatrónica de la Facultad de Ingeniería,  
por su apoyo incondicional para la  
realización de este trabajo.**

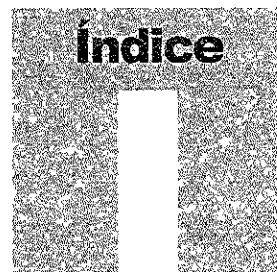
**Un profundo agradecimiento al M. en I. Gabriel Ascanio  
Gasca, Jefe del Departamento de diseño mecánico y  
construcción de prototipos del Centro de Instrumentos,  
al Sr. Juan Arenas Barrocal, y al Sr. Alejandro Pérez del  
Río, por la gran ayuda y apoyo desinteresado,  
brindados en la realización de esta tesis.**

INSTRUMENTACIÓN DE UN MANIPULADOR  
ANTROPOMÓRFICO CAPAZ DE REPRODUCIR  
LOS MOVIMIENTOS DE LA MANO HUMANA  
UTILIZANDO UN MICROPROCESADOR  
68HC11



INSTRUMENTACIÓN DE UN MANIPULADOR  
ANTROPOMÓRFICO CAPAZ DE REPRODUCIR LOS  
MOVIMIENTOS DE LA MANO HUMANA UTILIZANDO UN  
MICROPROCESADOR 68HC11

# Índice



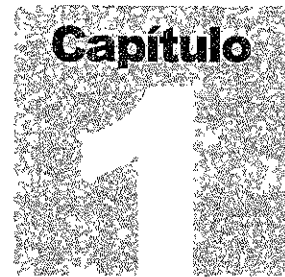
# Índice

<i>Capítulo</i>	<i>página</i>
<b>Capítulo 1 : Introducción</b>	<b>1</b>
Las cuatro partes del "Manipulador Antropomórfico Teleoperado "	2
<b>Capítulo 2 : Aspectos generales en la instrumentación de manipuladores</b>	<b>11</b>
Sistemas de accionamiento	11
Sistemas de transmisión de movimiento	20
Sensores para la realimentación	23
Esquemas de control	30
Manipuladores existentes	36
Selección de componentes para la instrumentación del manipulador	41
<b>Capítulo 3 : Modelado del sistema</b>	<b>49</b>
El motor de corriente directa	49
Caracterización del motor de CD	55
El generador	62
Caja de reducción	64
Método del tiempo de respuesta	73
Sensor de posición angular	78
Resumen de las constantes	80
<b>Capítulo 4 : Control del sistema</b>	<b>83</b>
Control de los actuadores	83
Control PID	90
Simulación del sistema	96
Control Maestro	106
<b>Capítulo 5 : Construcción y pruebas</b>	<b>115</b>
Diseño de las partes mecánicas	115
Diseño de los circuitos electrónicos	119
Pruebas al sistema	132

**INSTRUMENTACIÓN DE UN MANIPULADOR ANTROPOMÓRFICO CAPAZ DE  
REPRODUCIR LOS MOVIMIENTOS DE LA MANO HUMANA UTILIZANDO UN  
MICROPROCESADOR 68HC11**

<b>Capítulo 6 : Conclusiones</b>	<b>139</b>
<b>Apéndice 1</b> : Caracterización del motor de corriente directa	145
<b>Apéndice 2</b> : Modelado de las inercias en la caja de reducción	151
<b>Apéndice 3</b> : Obtención de la fricción viscosa rotacional y el momento de inercia, utilizando el método del tiempo de respuesta	155
<b>Apéndice 4</b> : Métodos de sintonización de un controlador PID	159
<b>Apéndice 5</b> : Programa en C++ para la simulación del sistema	173
<b>Apéndice 6</b> : Constantes del controlador PD	185
<b>Apéndice 7</b> : Programa en C++ para el microprocesador Motorola 68HC11	187
<b>Apéndice 8</b> : Planos de las piezas estructurales	191
<b>Apéndice 9</b> : Diseño de las pistas del controlador PD, la tarjeta de conexiones, y la tarjeta "Sample & Hold"	197
<b>Apéndice 10</b> : Pruebas de tiempo de respuesta y de respuesta en frecuencia del sistema	199
<b>Bibliografía</b>	<b>207</b>





INSTRUMENTACIÓN DE UN MANIPULADOR  
ANTROPOMÓRFICO CAPAZ DE REPRODUCIR LOS  
MOVIMIENTOS DE LA MANO HUMANA UTILIZANDO UN  
MICROPROCESADOR 68HC11

# Introducción



## Introducción

**E**n el trabajo, se expone una parte del proyecto "Manipulador Antropomórfico Teleoperado" o MAT. Este proyecto es desarrollado en el Departamento de Mecatrónica de la Facultad de Ingeniería.

El MAT en su primera fase, consiste en cuatro partes diferentes que son :

1. Sensado de los movimientos del usuario,
2. Generador de trayectorias y presentación de la información,
3. Instrumentación del manipulador (tema tratado en ésta tesis), y
4. Construcción del manipulador.

El "Manipulador Antropomórfico Teleoperado", tiene como objetivo principal la creación de un manipulador, capaz de ser controlado por la mano de un usuario, sin necesidad de entrenamiento alguno, debido principalmente a lo intuitivo de la teleoperación antropomórfica ; utilizando para esto, tecnologías económicamente accesibles.

Al implementar este manipulador, se crea un precedente en el Departamento de Mecatrónica, el cual contribuye con conocimiento acerca de la teleoperación y saca a la luz los problemas típicos de esta clase de diseños.

Lo anterior, puede ser utilizado cuando se planeé comenzar la segunda fase del proyecto, ésta puede ser la creación de un manipulador nuevo, o la implementación de mejoras para el manipulador de la primera fase, lo que le permitirá al Departamento de Mecatrónica contar con una extensa variedad de temas de tesis

### **Guante sensor**

Este guante, de fabricación novedosa, tiene como objetivo principal sensor los movimientos del usuario, con base en los cambios de ángulo entre un diodo emisor de frecuencias infrarrojas, y un fototransistor de infrarrojo; el cambio angular que existe entre los dos componentes tienen como consecuencia una disminución en la potencia óptica recibida, la cual se puede caracterizar y así asociar a cierto desplazamiento angular<sup>1</sup>. También, esta parte del proyecto se encarga de mandar la información de la posición de los dedos del usuario, para que puedan ser utilizados tanto por el generador de trayectorias, como por la parte de la instrumentación del manipulador (ver figura 1.1)

**Fig. 1.1** Guante sensor de movimiento para el Manipulador Antropomórfico



### **Generador de trayectorias**

El generador de trayectorias, como su nombre lo indica, genera las trayectorias que debe seguir cada una de las uniones del manipulador para lograr un movimiento deseado.

Este generador tiene la ventaja de desplegar la información de la posición del manipulador en forma gráfica, por lo que debe de encontrarse conectado con el guante sensor, con el fin de que el usuario pueda ver la posición deseada del manipulador en una representación tridimensional.

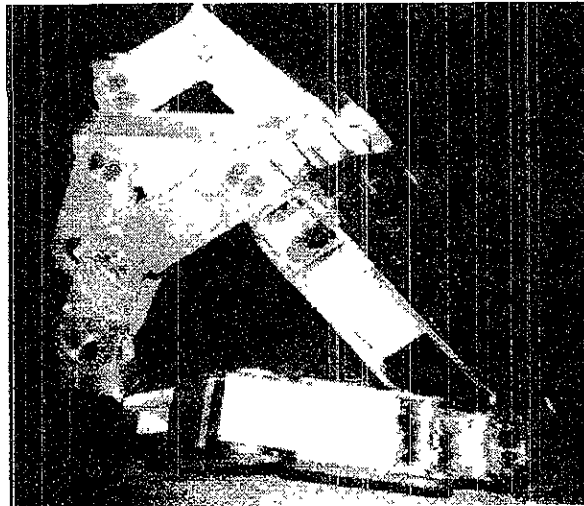
Para que exista una integración del generador de trayectorias con el banco de actuadores que se diseñará en esta tesis, es necesario

<sup>1</sup> Tema tratado en el trabajo de tesis de Ernesto Riestra Martínez.

En total, el manipulador antropomórfico cuenta con trece grados de libertad, por lo que es necesario contar con trece actuadores, 1 para cada grado de libertad.

En la figura 1.3 se aprecia el ensamble del manipulador antropomórfico :

**Fig. 1.3**  
**Manipulador**  
**Antropomórfico**



El manipulador está construido en aluminio, y los momentos de inercia de cada uno de los componentes se encuentran en el Apéndice 2.

### **Instrumentación del Manipulador Antropomórfico**

El tema de este trabajo de tesis, es la instrumentación del manipulador antropomórfico, entendiendo por instrumentación a la implementación de un sistema de control, capaz de accionar actuadores con el fin de crear una fuerza para mover los tendones del MAT.

En los capítulos de esta tesis, se abordan poco a poco los problemas relacionados, hasta alcanzar finalmente un banco de actuadores controlados, capaces de proporcionar movimiento a los tendones del Manipulador Antropomórfico.

A continuación se presenta una breve descripción de los capítulos de esta tesis :

Por último, se propone un novedoso método de análisis de la respuesta en el tiempo de la velocidad para encontrar los parámetros de la fricción viscosa rotacional y los momentos de inercia reales del sistema. Finalmente, se proporciona un resumen de todos los parámetros involucrados en el modelado del sistema.

#### Control del sistema

En el capítulo 4, se estudian los diferentes métodos de control, para el sistema de 3er. orden encontrado en el modelado del sistema en el capítulo 2. Para este fin, se utilizó realimentación de velocidad y posición del sistema, con el fin de lograr una respuesta mas estable, y menos oscilatoria.

Se presentaron varios métodos para la sintonización de controladores tipo PID, encontrando verdaderamente útil para esta aplicación el método "*Modulus Optimum*", utilizado para encontrar los valores del controlador PID.

Para no realizar infinidad de experimentos, y probar cada una de las constantes obtenidas con el método *Modulus Optimum*, se realizó la simulación computacional del sistema, la cual, además de ahorrar tiempo en la selección de las constantes del controlador, permitió la introducción de efectos no lineales del sistema, que son debidos principalmente a la saturación de los componentes electrónicos.

Se especifica que debido a la existencia de diferentes inercias de las falanges del manipulador, fue necesario la implementación de dos controladores distintos: uno para aquellos sistemas con inercias relativamente bajas, y otro para inercias elevadas.

Se propone también la utilización de un control distribuido, cuyo cerebro o control maestro es el microprocesador Motorola 68HC11E9 en modo expandido; esto, con el fin de comunicarse ya sea con el generador de trayectorias o con el guante sensor, y distribuir cada uno de los comandos a cada uno de los 13 controladores PID del sistema. También se proponen circuitos auxiliares para reducir la carga de trabajo del microprocesador, como el circuito "Selector de canal", una tarjeta "Convertidor D/A" y una tarjeta "Sample & Hold".

#### Construcción y Pruebas



INSTRUMENTACIÓN DE UN MANIPULADOR  
ANTROPOMÓRFICO CAPAZ DE REPRODUCIR LOS  
MOVIMIENTOS DE LA MANO HUMANA UTILIZANDO UN  
MICROPROCESADOR 68HC11

# Aspectos Generales en la instrumentación de manipuladores



## Aspectos Generales en la Instrumentación de manipuladores

**E**n este capítulo se mencionarán los aspectos generales en la instrumentación de manipuladores, como son los sistemas de accionamiento, los sistemas de transmisión de movimiento, los dispositivos de sensado y los esquemas de control. Se hará una breve descripción de las manos mecánicas más importantes que se han desarrollado en diferentes universidades e instituciones en el mundo. Finalmente se seleccionarán los componentes para la instrumentación del manipulador.

### Sistemas de accionamiento

Los sistemas de accionamiento son los encargados de suministrar al robot el "poder muscular" necesario. Son dispositivos que transforman una potencia eléctrica, hidráulica o neumática en una potencia mecánica que se utiliza para mover alguna masa. Los elementos básicos de accionamiento pueden dividirse según su función y según el tipo de energía que transforman.

Así según su función podemos tener *motores*, los cuales son capaces de presentar una rotación continua, y *actuadores*, los que están limitados en su movimiento, el cual puede ser lineal o giratorio.

De acuerdo al tipo de energía que transforman, los sistemas de accionamiento se clasifican como *accionamiento hidráulico*, *accionamiento neumático* y *accionamiento eléctrico*.

**Accionamiento hidráulico**

Cuando se necesita que un robot mueva grandes cargas, de una manera rápida y precisa, el uso de servomotores se vuelve un poco impráctica debido al elevado costo y la gran masa que representan. En este caso se utilizan por lo general los actuadores hidráulicos, utilizando la siguiente regla : "para actuadores mayores de 5 a 7 (HP) se debe considerar los actuadores hidráulicos"<sup>1</sup>

El corazón de estos actuadores es la servoválvula, la cual deja pasar un flujo de aceite proporcional a la corriente que se le aplica; este aceite causa un movimiento en un sistema de cilindro émbolo, la cual puede producir un movimiento lineal o un movimiento angular.

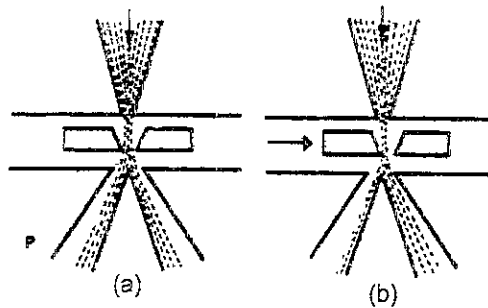


Fig. 2.1 funcionamiento de la servoválvula. a) deflector centrado ; b) deflector desplazado

En la figura 2.1 se muestra el funcionamiento de la servoválvula. Aquí, P representa una presión constante suministrada, y R representa al retorno o dren. Los tubos C<sub>1</sub> y C<sub>2</sub> son llamados puertos de control, y son acoplados al cilindro émbolo, como se muestra en la figura 2.2.

**de la servoválvula**

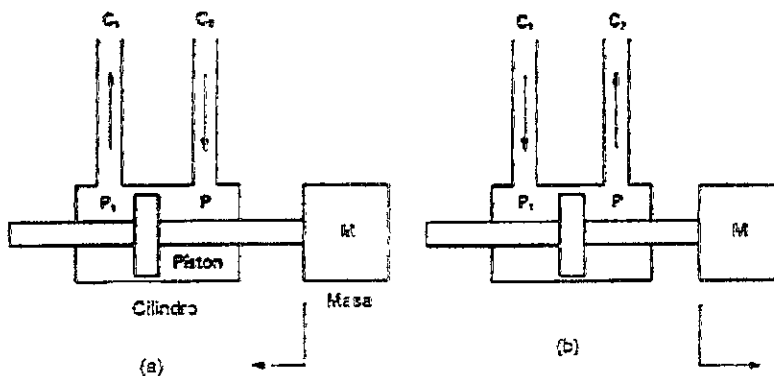


Fig. 2.2 arreglo del cilindro émbolo hidráulico. a) el deflector se mueve a la izquierda ; b) cuando se mueve a la derecha

<sup>1</sup> Klafter, R. *Robot Engineering, An Integrated Approach*, Prentice Hall, 1989, pp. 281



Si el deflector se encuentra desplazado un poco a la derecha (*Fig. 2.1 b*) existirá una diferencia de presión en la válvula que hará que el puerto de control  $C_1$  quede conectado con la fuente de presión, mientras que el puerto de control  $C_2$  queda conectado al retorno, así existe una diferencia de presión en las cámaras del cilindro émbolo, que causa el movimiento de la carga útil (*Fig. 2.2a*)

Las ventajas en la utilización de los sistemas de accionamiento hidráulico son principalmente la relación de potencia obtenida a tamaño de equipo (en comparación con un equipo eléctrico), la rigidez del accionador - debido principalmente a que el fluido que utilizan es para fines prácticos incompresible - lo que los hacen insensibles a variaciones en la carga y la facilidad de control debido a la servoválvula.

Las desventajas de la utilización de estos sistemas son debidas principalmente al fluido de trabajo, pues éste puede ser inflamable a las presiones de trabajo, y ya que una fuga podría causar un incendio, es necesario una gran precisión en su manufactura para evitar cualquier clase de fugas, elevando así considerablemente su costo.

#### **Accionamiento neumático**

A diferencia de los sistemas de accionamiento hidráulicos, los sistemas de accionamiento neumáticos utilizan un fluido que es altamente compresible, por lo general se trata de aire, gases inertes o gases calientes, que tienen las ventajas de ser inflamables y el aire en específico existe en gran cantidad.

En un sistema hidráulico, no deben existir las fugas, ya que estas pueden en algún momento comenzar un incendio, de igual manera, las fugas en las tuberías pueden ocasionar daños a los operadores y hasta las mismas máquinas. No así con el aire, ya que se acostumbra tirarlo después de cada ciclo de trabajo.

Otras diferencias importantes, son las viscosidades de los dos fluidos, lo que hace que para el sistema hidráulico, la respuesta sea amortiguada, mientras que para el aire, la respuesta sea subamortiguada. Otra diferencia consiste en la rigidez que pueden proporcionar ambos sistemas, debido a que el aceite es un fluido incompresible, no existe un movimiento de la posición, mientras que con el aire, debido a que es un medio totalmente compresible,

## **CAPÍTULO 2**

### **ASPECTOS GENERALES EN LA INSTRUMENTACIÓN DE MANIPULADORES**

---

existen grandes diferencias en la posición, si se trata de mover la carga.

Las ventajas de los sistemas de accionamiento neumático pueden resumirse en la versatilidad del sistema, ya que la mayoría de las plantas productivas cuentan con un suministro de aire a presión, los componentes son poco costosos, existe una gran variedad de tamaños en los cilindros y una extensa gama de válvulas, el mantenimiento de los componentes es sencillo ya que son sistemas limpios.

Como desventajas podemos mencionar el costo elevado de la producción de aire comprimido, el tamaño de los cilindros crece considerablemente si se quieren obtener grandes potencias, y por lo general, los sistemas a base de aire comprimido pueden ser muy ruidosos.

#### **Accionamiento electromagnético**

La mayoría de las personas está más familiarizada con la energía eléctrica que con la energía hidráulica o neumática, debido a que es la forma de energía más utilizada en los aspectos cotidianos.

Con respecto a los otros sistemas de accionamiento, se tienen varias ventajas: Los actuadores eléctricos son fáciles de controlar (proporcionan un rápido control de la posición y de la velocidad con un elevado nivel de precisión), se obtienen fácilmente y su costo no es elevado, tienen un funcionamiento silencioso, son limpios y es más fácil diseñar un sistema de cableado que uno de tubería.

Existen una gran variedad de dispositivos de accionamiento eléctrico, entre los cuales podemos mencionar a:

#### Motor Eléctrico de corriente directa (Motor DC)

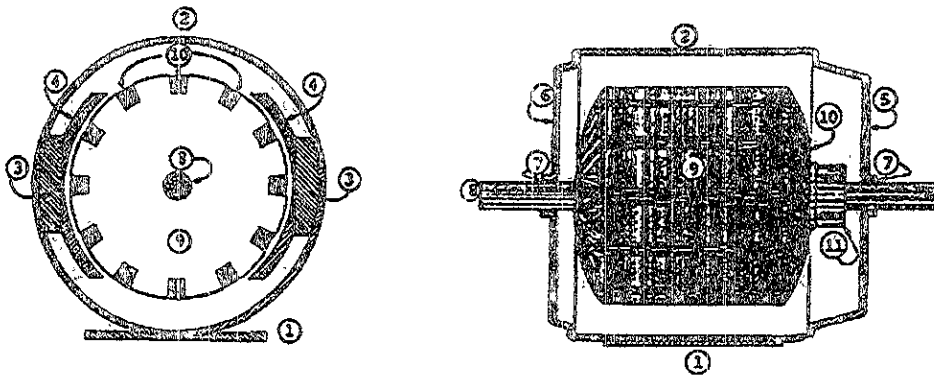
Uno de los métodos más comunes para mover en forma rotacional una carga es por medio del uso del servomotor.

El funcionamiento del motor eléctrico de corriente directa se basa en el hecho de que un conductor que se encuentra colocado en ángulo recto con respecto a un campo magnético, experimenta una fuerza perpendicular a la corriente y a las líneas del campo magnético.

ASPECTOS GENERALES EN LA INSTRUMENTACIÓN DE MANIPULADORES

El campo magnético radial es creado por medio de imanes permanentes o electroimanes que se encuentran en el estator (estator es el conjunto de piezas inmóviles como se muestra en la figura 2.3a) ; en el caso de que el campo magnético es creado por imanes permanentes no hay alimentación de energía en el estator, y por lo general se requiere de menor enfriamiento que en otras clases de motores de DC.

Fig. 2.3 estructura de una máquina de corriente directa  
 a)estator y rotor ;  
 b)representación eléctrica, c) gráfica  $\omega$ - $T$ , d) gráfica  $\omega$ - $e_a$

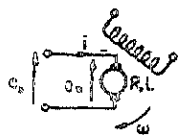
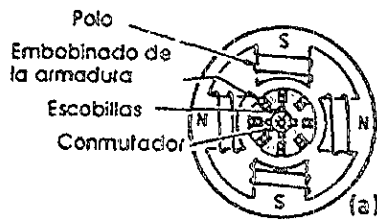


ESTATOR:

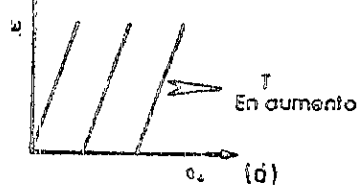
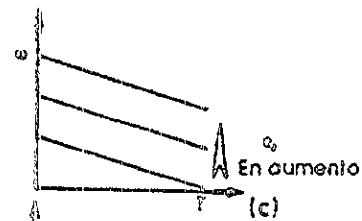
- 1. Base
- 2. Coraza
- 3. Piezas polares
- 4. Zapatas polares
- 5. Tapa posterior
- 6. Tapa anterior
- 7. Cojinetes

ROTOR:

- 8. Flecha
- 9. Núcleo de armadura
- 10. Embobinado de armadura
- 11. Conmutador



(b)



El rotor (Fig 2.3a) transporta las bobinas de la armadura, colocadas en sentido axial, de manera que la fuerza creada cuando la corriente fluye a través de la armadura hace que el rotor gire.

## CAPÍTULO 2

### ASPECTOS GENERALES EN LA INSTRUMENTACIÓN DE MANIPULADORES

Conforme cada bobina de la armadura pasa por polos con diferente polaridad, es necesario cambiar la dirección de la corriente de manera que el par inducido en el rotor tenga siempre la misma dirección. Esto se logra pasando la corriente de las escobillas a las bobinas a través de conexiones de conmutación.

Unas de las grandes ventajas que ofrece el motor de corriente directa son:

1. Altísimo par de parada (stall torque). Esta característica es muy importante durante la aceleración del eslabón del mecanismo y cuando se quiere mantener una carga fija.
2. Menor tamaño de carcasa y pequeño peso comparado con la potencia de salida que brinda el motor. Esto es muy importante cuando el diseño requiere que el motor se mueva con el eslabón
3. La curva de par vs. velocidad es lineal

#### Motores de pasos

Es posible construir un motor en el cual, el rotor tenga la posibilidad de tomar solo posiciones angulares discretas. El movimiento de rotación ocurre de una posición de equilibrio a la siguiente, por esta razón, se les llama motores de pasos.

Estos actuadores han sido muy usados hasta la fecha en aplicaciones enfocadas a los periféricos de la computadora (impresoras, plotters, scanners, drives, etc.).

El funcionamiento del motor es el siguiente: Como se puede observar en la figura, tanto el rotor como el estator son elementos dentados, y es fundamental para su funcionamiento, que no tengan el mismo número de dientes. En la figura 2.4 se observa que el estator tiene 8 dientes, los cuales tienen una bobina en cada diente y una bobina opuesta, lo cual es llamado fase (p.ej. A-A').

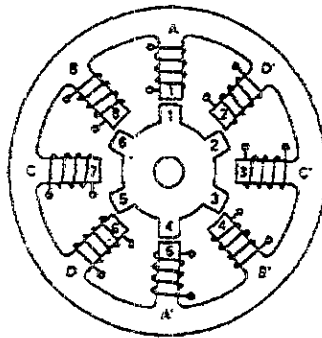
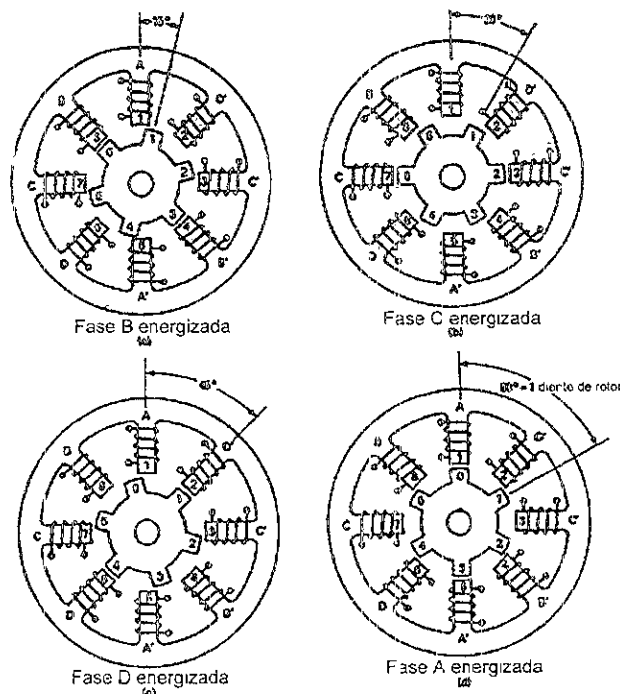


Fig. 2.4 estructura básica de un motor de pasos.

El funcionamiento es muy sencillo, ya que está basado en el principio de la "mínima reluctancia", que consiste en que una estructura magnetizada, siempre tenderá a moverse, de tal manera que se minimice el espacio de aire que existe entre las dos estructuras. Así, como se ve en la figura 2.4, si se excita la fase A-A' el rotor se mantendrá en esa posición (diente 1 y 5 del estator con diente 1 y 4 del rotor).

Supongamos que se deja de excitar la fase A, y se excita la fase B, ahora los dientes 4 y 8 del estator estarán alineados con los dientes 3 y 6 del rotor. Si se observa la figura 2.5 se puede verificar que el rotor se ha movido  $15^\circ$ , y que el proceso se puede repetir para las fases C y D, creando un movimiento total de  $60^\circ$ , y así, para este ejemplo se necesitan 6 secuencias ABCD para lograr una revolución.

**Fig. 2.5.** secuencia de movimientos de un motor de pasos BCDA, suponiendo una posición inicial como en la fig. 2.4.



Existen muchas características de un motor de pasos que lo hacen deseable para un gran número de aplicaciones:

1. El dispositivo puede ser operado de una manera llamada malla abierta (donde no es necesario la realimentación de la posición) con una precisión de  $\pm 1^\circ$  (asumiendo que no se pierden pasos en el movimiento).

## **CAPÍTULO 2**

### **ASPECTOS GENERALES EN LA INSTRUMENTACIÓN DE MANIPULADORES**

2. El motor tiene un par muy elevado a velocidades angulares bajas, esto es obviamente deseable cuando se quiere acelerar una carga a determinada velocidad.
3. El motor presenta un gran torque cuando se le alimenta con corriente directa, por lo que se considera que este rotor es "auto bloqueable" cuando está estacionario. De hecho, el motor se puede mover, solo cuando el voltaje en las terminales cambia con el tiempo.
4. El motor de pasos es directamente compatible con las técnicas de control digital. De esta manera, puede ser fácilmente conectado con controladores digitales o computadoras.
5. El motor presenta una excelente precisión en su posicionamiento, pero algo mas importante, es que los errores, no son acumulativos.
6. Como este motor puede ser controlado en malla abierta, no es necesario el uso de sensores como tacómetros o codificadores de posición, bajando considerablemente el costo de la aplicación.
7. Este motor, es de fabricación sencilla, por lo que se puede decir que está libre de mantenimiento durante toda su vida.
8. El motor se puede parar, sin causar la destrucción del mismo debido al sobrecalentamiento.

Una de las desventajas de este motor es que al ser operado con un control de malla abierta (sin retroalimentación de la posición o de la velocidad), si por alguna razón se bloquea el movimiento del rotor, el controlador no tiene manera de saber cual es la posición real del rotor, provocando de esta manera grandes errores .

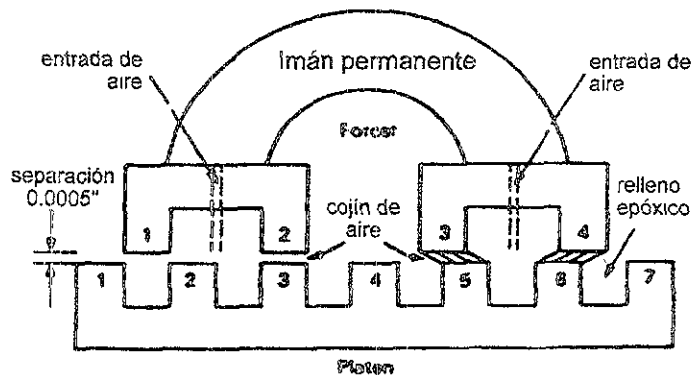
#### Actuador de pasos lineal

Una variación de los motores de pasos convencionales, es el principio de Sawyer del motor de pasos lineal. Fue inventado en 1969, y este artefacto patentado, es producido por Xynetics Corporation, Sta. Clara, Ca.

Consiste en dos componentes básicos, Primero, una armadura movable, la cual es llamada forcer, que está suspendida sobre un estator fijo, también llamado platen. Se utiliza un colchón, para asegurar que el espacio entre estos dos sea fijo (ver Fig. 2.6). Esta geometría es abierta, y depende de cuanto se quiera mover en posición lineal. Una desventaja de este actuador es que toda la carga esta siendo movida directamente por el motor, por lo que no se puede obtener ventaja mecánica. El funcionamiento de este

dispositivo, es algo similar que un motor de pasos convencional, es decir, trabaja también con el principio de reluctancia, el cual, hace que los dientes que se encuentran más cercanos se acerquen, de manera que se reduzca el espacio que existe entre ellos dos, y así minimizar la ruta de flujo del campo magnético.

Fig. 2.6. actuador de pasos lineal : componentes



#### Motores de corriente directa sin escobillas

Esta versión del motor de corriente directa convencional, fue generado, con la idea de solucionar todos los problemas que representa tener escobillas en un motor. Estos problemas (inherentes a las escobillas) son por ejemplo el desgaste de las mismas y la contaminación de atmósferas controladas por su desintegración. Al conmutar las escobillas en el conmutador, suceden efectos indeseables, como son salto de chispas, lo que impide que estos motores sean utilizados en ambientes explosivos, y además, este conmutar puede producir fenómenos de interferencia con algunos dispositivos electrónicos que se encuentren conectados en el circuito.

El motor sin escobillas, consiste básicamente en : rotor, en donde se encuentran por lo general 2 imanes permanentes (4 polos) y el estator, donde se encuentra el embobinado que produce el campo magnético excitador. Es como ver un motor de corriente directa de afuera hacia adentro (ver figura 2.7)

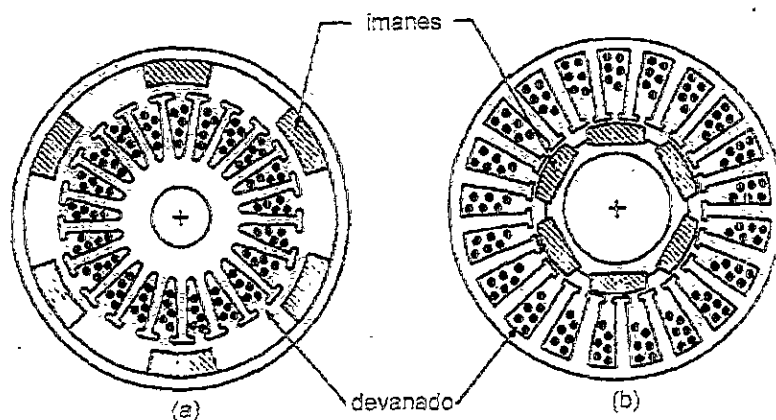


Fig. 2.7. motor de corriente directa  
a) con escobillas ; b) sin escobillas

Debido a que el campo magnético debe girar para hacer que el rotor se mueva, es necesaria la conmutación electrónica de los polos creados por las bobinas del estator.

El uso en la actualidad de este actuador es muy pequeño, y esto se deba quizás a el elevado costo de la electrónica de control que utiliza para su funcionamiento (conmutación electrónica de los polos), así como la falta de familiaridad con los procedimientos necesarios para que el motor gire adecuadamente.

#### Materiales con memoria

Estos materiales tienen la propiedad de cambiar su longitud al pasar por ellos una corriente eléctrica que los calienta, de esta manera, se logra obtener un movimiento longitudinal.

Estos materiales, como el Nitinol o el Flexinol, son la mejor opción que existe para movimientos cuya trayectoria es calculada por un microprocesador, ya que la constante del tiempo de estas aleaciones es elevada, hay que esperar que se restablezca su posición inicial, por lo que el microprocesador puede calcular el tiempo para que esto suceda, y así controlar todos estos "músculos", pero esos materiales son totalmente inútiles cuando se espera una respuesta en tiempo real.

### **Sistemas de transmisión de movimiento**

Los movimientos más utilizados en máquinas, son por lo general movimientos circulares o movimientos lineales. Los componentes utilizados para lograr esta clase de movimiento consisten en un



actuador unido a la parte que se quiera mover o unido a una *transmisión mecánica*.

La transmisión mecánica es usada para tomar el movimiento del actuador y dirigirlo a la parte o pieza que se desee mover. Los objetivos principales de una transmisión mecánica son : el cambio de la dirección de giro, cambio de eje de giro, multiplicación del torque (o reducción), reducción de la velocidad de giro (o multiplicación) y conversión de movimiento angular a movimiento lineal.

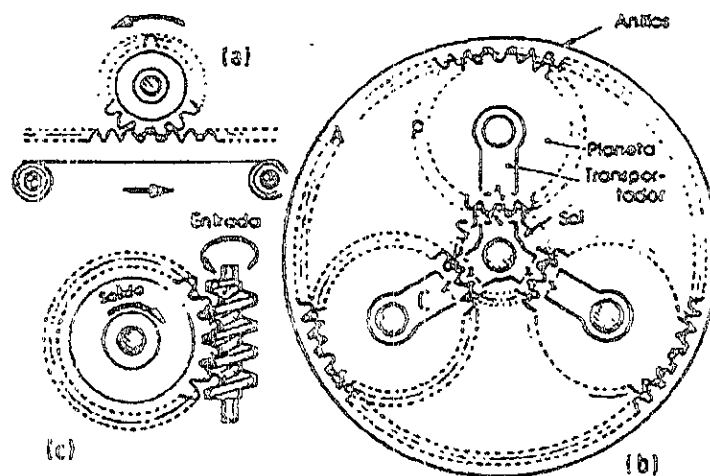
Se ha utilizado la palabra "transmisión" para definir a todos los componentes que existen entre el actuador y la pieza que se desea mover ; estos componentes pueden ser acopladores de flechas, trenes de engranes, tornillos o poleas, por nombrar sólo algunos.

### Engranes

Los engranes son utilizados para alterar tanto la velocidad como la dirección del movimiento de rotación y para cambiar un movimiento de rotación en un movimiento lineal o viceversa.

Un ejemplo de conversión de un movimiento lineal a uno giratorio se muestra en la figura 2.8a, en donde se utiliza un sistema de cremallera y piñón para generar la rotación partir del movimiento lineal. Este sistema también se puede utilizar para crear un movimiento lineal a partir de un movimiento rotacional.

**Fig. 2.8** transmisión por engranes  
a) piñón y cremallera ; b) tren de engranes planetario ; c) impulsor de tornillo sin fin



El tren de engranes planetario (*Fig. 2.8b*) ofrece la ventaja de contar con ejes de entrada y de salida en línea. Existen cuatro elementos en una transmisión de engranes planetaria: corona, ruedas planetarias, sostenidas por un transportador y la rueda solar. Se pueden obtener reducciones muy grandes mediante la integración de múltiples trenes planetarios de engranes, pero esta configuración tiene por lo general mayor juego (*backlash*), lo que ocasiona errores de posicionamiento y falta de estabilidad en los sistemas de control.

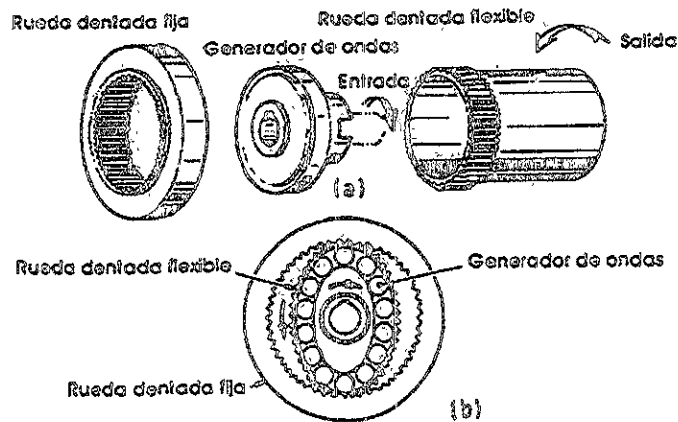
También se pueden obtener importantes reducciones a partir de tornillos sin fin (*Fig. 2.8c*), los que brindan una reducción de  $N:1$ , utilizando un sin fin como entrada y un engrane de  $N$  dientes. Esta configuración tiene la ventaja de ser auto bloqueable, es decir, la salida permanece en una sola posición cuando el movimiento en la entrada deja de ser aplicado.

#### **Impulsor armónico (harmonic drive)**

El sistema de transmisión de impulsor armónico (Kafrissen y Stephans, 1984) es un dispositivo patentado fabricado por la *Harmonic Drive Division of Emhart Machinery Group*, en Wakefield, E.U.A.. Es utilizado cuando se colocan motores eléctricos en las articulaciones del robot, y proporciona una gran relación de reducción, es mecánicamente rígido y carece de juego o "backlash".

La construcción de un impulsor armónico se muestra en la figura 2.9. El eje de entrada impulsa un generador de ondas elíptico, que consiste simplemente en un cojinete de bolas ensamblado alrededor de un formador elíptico. El "Flexspline", o elemento de salida, es una copa con un engrane externo. La pared de la copa es flexible; en estado libre es circular, pero su flexibilidad le permite amoldarse a la circunferencia del generador de ondas. Los dientes externos del flexspline se acoplan a los dientes del engrane interno, el cual es rígido y está fijo sobre el cuerpo de la transmisión.

Fig. 2.9 El Impulsor Armónico



Los dientes de ambos engranes tienen el mismo paso, pero el *flexspline* tiene menor cantidad de dientes que el engrane interno. Si el engrane interno tiene  $N$  dientes, y el flexspline tiene  $F$  dientes (siempre  $F < N$ ), la relación de engranes es  $(-N/F)+1$ . Este valor es siempre negativo, lo cuál indica que la salida se mueve en sentido opuesto a la entrada.  $N - F$  debe ser un número par dado que los engranes deben de acoplarse a intervalos de  $180^\circ$ .

El impulsor armónico es muy popular, debido a que es muy ligero, ya que el ensamble no tiene muchos componentes. El tamaño de los engranes puede definirse sabiendo que una buena porción de los engranes está acoplada en un momento dado; el aspecto de su diseño elimina el juego (*backlash*) y contribuye a una mayor rigidez torsional.

### Sensores para la realimentación

Para la obtención de los parámetros deseados para un brazo, o un componente de un robot, es necesario utilizar sistemas de malla cerrada, con el fin de que el controlador trate que el parámetro deseado siempre sea igual al parámetro real. Existen diferentes tipos de sensores, como son los de velocidad, posición, fuerza, etc.

#### Sensores de posición

Existen varios dispositivos para medir la posición, éstos generan una gran variedad de señales que pueden o no ser directamente compatibles con un sistema de control en particular. Es importante notar que la detección de la posición, es decir, la detección del hecho de que se ha alcanzado cierta posición, es distinta a la

## CAPÍTULO 2

### ASPECTOS GENERALES EN LA INSTRUMENTACIÓN DE MANIPULADORES

medición de la posición, en la cual interviene el acoplamiento de un transductor en el punto de interés y a partir de cuya salida se puede inferir una medida de la posición con cierto grado de precisión.

#### Medición de la posición mediante una resistencia variable

Puede emplearse un potenciómetro para medir la posición lineal o angular, en las figuras 2.10a y 2.10b se muestran potenciómetros lineales y de rotación. El movimiento del eje de entrada causa que la resistencia del dispositivo cambie de 0 al valor máximo ; el circuito eléctrico se muestra en la figura 2.10c.

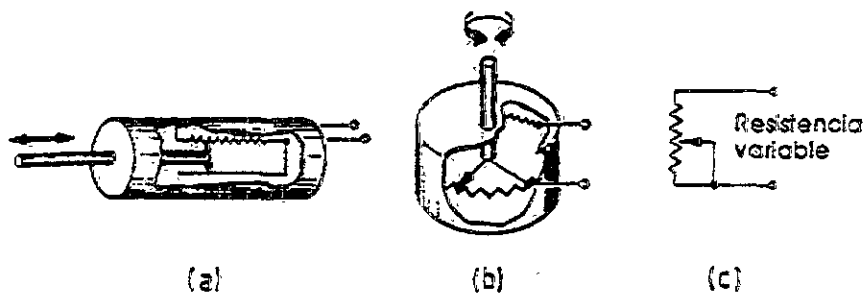


Fig. 2.10 Sensor de posición resistivo :  
a)lineal, b)angular,  
c)circuito eléctrico

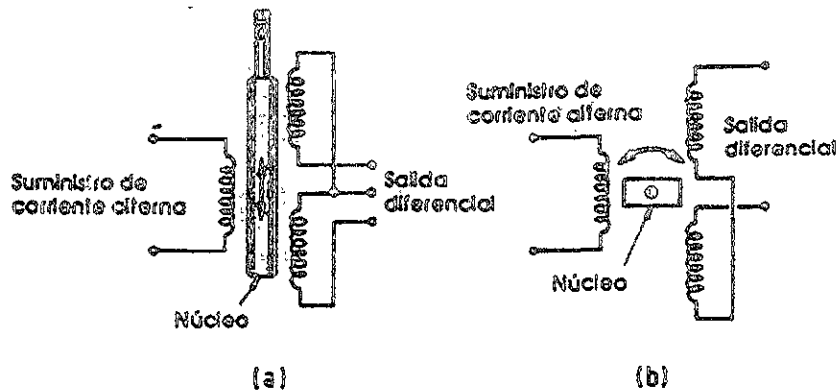
La resistencia del estator de un potenciómetro puede ser de alambre enrollado, o estar fabricado con plástico conductor. Por lo tanto, el contacto deslizante de un potenciómetro de alambre enrollado hace contacto solamente en  $n$  posiciones sobre su desplazamiento, en donde  $n$  es el número de vueltas de la resistencia. Esto afecta la resolución del dispositivo ; por ejemplo, la resolución de un potenciómetro de 100 vueltas no puede mejorar a un 1%. Los potenciómetros a base de plásticos conductores, aún cuando no presentan este fenómeno, son mas susceptibles a los efectos de la temperatura.

#### Medición de la posición por medio de un transformador diferencial variable (LVDT)

El transformador diferencial variable lineal (LVDT) consiste en dos devanados secundarios idénticos excitados por un devanado primario. Los devanados secundarios se conectan en oposición, como se muestra en la figura 2.11a, de manera que la salida sea realmente la diferencia entre sus potenciales. Con un núcleo ferromagnético en la posición central (nula), o removido completamente, la inductancia mutua entre el devanado primario y cada uno de los devanados secundarios es igual ; el potencial a través de cada devanado secundario es por lo tanto igual, y el potencial diferencial de salida es 0. El transformador diferencial

variable rotatorio (RVDT) produce un efecto similar a través de  $180^\circ$  mediante la rotación de un núcleo con una forma especial (fig. 2.11b). Dentro de estos límites, el potencial de la salida diferencial es proporcional al desplazamiento del núcleo a partir de la posición nula y el cambio de fase de la salida indica la dirección del desplazamiento.

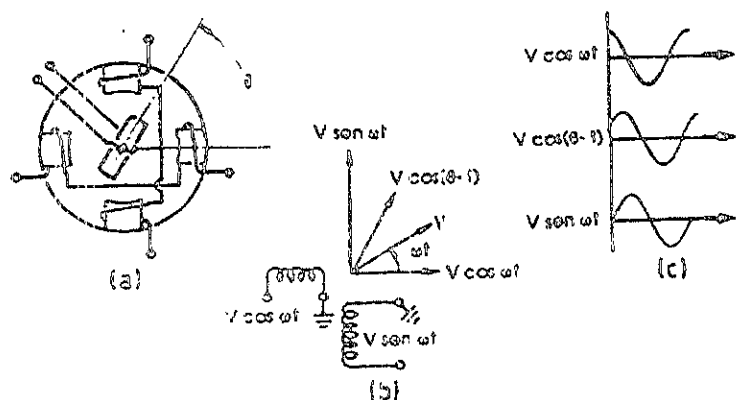
Fig. 2.11 LVDT :  
a)lineal, b)angular



Medición de la posición por medio de un resolvidor

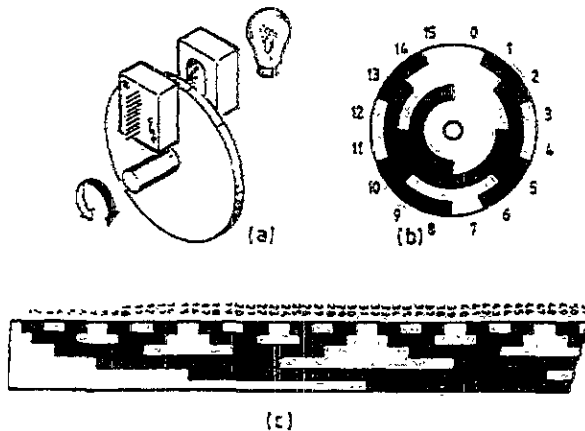
En la figura 2.12, se muestra una vista simplificada de la forma en la que está construida el resolvidor ; éste es un dispositivo con el que se obtiene una medición muy precisa de la posición angular. El estator tiene dos devanados, dispuestos en ángulos rectos uno respecto al otro, a los cuales se aplican potenciales alternos con una diferencia de fase de  $90^\circ$  (fig. 2.12b). El potencial de salida se recolecta a través de escobillas y anillos deslizantes desde los devanados del rotor ; éste es un potencial alterno con la misma amplitud que las entradas, pero con la fase cambiada.

Fig. 2.12  
Resolvidor . a)  
construcción, b)  
funcionamiento, c)  
potencial aplicado y  
resuelto



#### Codificadores absolutos

Un sistema de control basado en un microprocesador requiere que la información de la medición se le suministre en forma digital. Los codificadores absolutos generan la información de la posición directamente en forma digital. En la figura 2.13 se muestran los componentes esenciales de un codificador rotatorio. Una estrecha banda de luz, obtenida al bloquear la iluminación generada por una fuente, por medio de una ranura, se dirige hacia un arreglo de fotoceldas. El haz de luz se interrumpe con un disco giratorio y los patrones de luz recibidos por cada fotocelda en su ubicación radial particular, se determina según la distribución de los elementos transparentes y opacos alrededor del anillo correspondiente del disco. Cada fotocelda se enciende si recibe luz a través de uno de los segmentos transparentes, y se apaga si la luz es bloqueada por el segmento opaco del disco (1 y 0 digital)



**Fig. 2.13**  
Codificador de posición absoluta:  
a) construcción, b) disco giratorio de 4 bits, c) máscara de 6 bits.

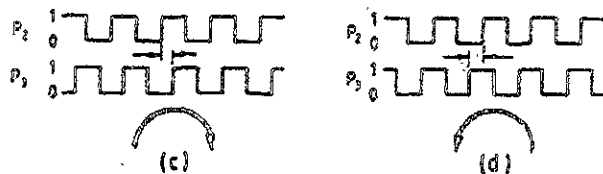
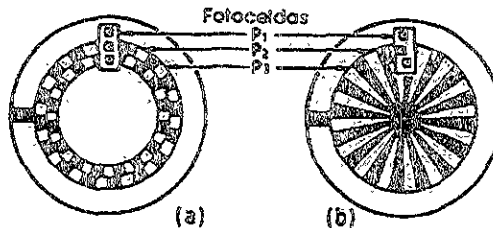
El patrón que debe de existir en el disco (fig. 2.13b) es determinado por medio del código Gray, y no con el sistema de números binarios. La ventaja de utilizar en código Gray sobre los números binarios en el caso de los codificadores se da ya que pueden presentarse ciertas anomalías en el momento de efectuarse un cambio de un segmento al siguiente. Por ejemplo, si el disco cambia de la posición 7 a la 8, en números binarios, si el cambio del bit mas significativo de 0 a 1 se detecta antes que el cambio de los otros tres bits de 1 a 0, existe una posición en la que los cuatro bits se encuentran encendidos, y se generará un 1111, el cual es interpretado como 15. Estas lecturas intermedias falsas se eliminan utilizando el código Gray, ya que en cualquier punto de la escala solo cambia un bit un momento dado.

**Codificadores incrementales**

En la figura 2.14a se muestra un codificador incremental que, sin importar la resolución, requiere sólo tres fotoceldas y dos o tres anillos ranurados para realizar una medición de la posición. Su construcción es mucho mas sencilla que la de un codificador absoluto, pero se requiere una mayor cantidad de circuitos y programas para interpretar las señales generadas.

**Fig. 2.14**

Codificador de posición incremental : a) patrón del disco, b) distribución de las fotoceldas, c) y d) señales de movimiento



El patrón del disco puede verse en la figura 2.14a. En ocasiones el anillo exterior contiene una sola marca para generar un pulso de sincronización o de frecuencia, con lo que se indica la posición 0 o de referencia. El movimiento en cualquier dirección genera un tren de pulsos desde las fotoceldas  $P_2$  y  $P_3$  conforme al patrón interno de los anillos. La posición puede obtenerse al contar el número de pulsos y al incrementar o decrementar el contador, dependiendo de la dirección del desplazamiento. La dirección se determina a partir de las relaciones de las señales de  $P_2$  y  $P_3$ , cuyos correspondientes anillos ranurados están desplazados un cuarto de ciclo. El mismo efecto se logra mediante la construcción mostrada en la figura 2.14b, en donde las fotoceldas son las que se desplazan una misma distancia.

**Sensores de velocidad**

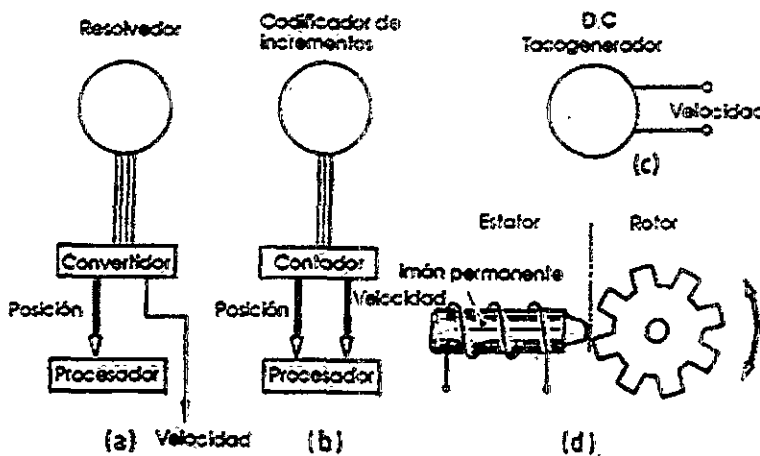
Para el control de la malla cerrada de la velocidad y para la retroalimentación de la información sobre la velocidad en los

## CAPÍTULO 2

### ASPECTOS GENERALES EN LA INSTRUMENTACIÓN DE MANIPULADORES

sistemas de control de la posición, se requiere de la medición de la velocidad.

En la figura 2.15, se muestran cuatro métodos para medir la velocidad. El codificador incremental de la figura 2.15b, envía información a un controlador que determina la dirección del desplazamiento a partir de la relación de fase de las señales y aumenta o disminuye el conteo de la posición de acuerdo a las relaciones detectadas. La frecuencia de los pulsos es proporcional a la velocidad, por ejemplo, una frecuencia de pulsos de 2(kHz) de un codificador de 1000(pulsos/rev.), indican una velocidad de 2(rev./s). El contador puede por lo tanto generar representaciones digitales de la dirección y la rapidez que en conjunto constituyen una señal de velocidad.



**Fig. 2.15** sensores de velocidad :  
a)resolvedor,  
b)codificador de incrementos,  
c)tacogenerador,  
d)tacogenerador de reluctancia variable

El término tacogenerador se aplica a cualquier dispositivo que genera una salida eléctrica relacionada en una forma definida a la velocidad de una entrada mecánica. El tacogenerador de CD (fig. 2.15c), es tan sólo un generador de CD acoplado directamente, o por medio de engranes, a la articulación cuya velocidad se desea medir. El potencial generado es proporcional a la velocidad angular, y la dirección de giro se indica según la polaridad de salida. Este tacogenerador tiene la ventaja de que su señal no se pierde ni se deteriora con el ruido.

El tacogenerador de reluctancia variable (fig. 2.15d) genera una salida a partir de devanados enrollados alrededor de un imán permanente montado en el estator. El rotor consiste en una rueda



dentada de un material ferromagnético, que pasa muy cerca de la extensión vertical del hierro del imán. Conforme la rueda gira, la reluctancia del circuito magnético del imán, la distancia libre y la rueda varían de manera cíclica al pasar por cada diente del imán. De esta forma se induce una fuerza electromotriz en los devanados, que tiene una frecuencia de  $NR/60(\text{Hz})$ , en donde  $N$  es el número de dientes de la rueda, y  $R$  es la velocidad de rotación en revoluciones por minuto.

### Sensores de fuerza

Estos sensores permiten que la fuerza que aplica el robot alcance el valor deseado, gracias a la realimentación.

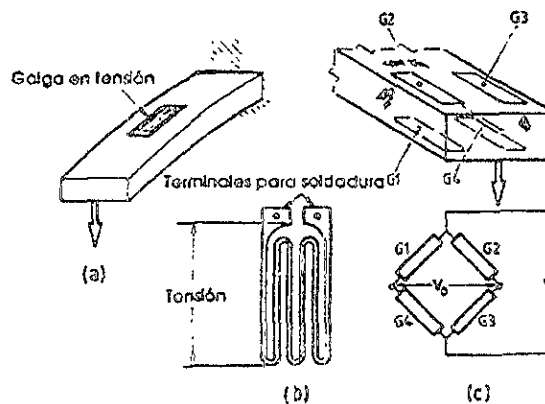
### Galgas tensométricas

La resistencia eléctrica de una galga tensométrica varía de acuerdo con su longitud; la longitud, a su vez, varía con la fuerza aplicada. Al fijar la galga al extremo de una viga (fig. 2.16a), la fuerza o par que actúa sobre la viga puede inferirse a partir del cambio en la resistencia de la galga. El desempeño de la galga tensométrica se cuantifica de acuerdo con el factor de galga  $G$ :

$$G = \frac{\Delta R / R}{e}$$

en donde  $\Delta R$  es el cambio de la resistencia,  $R$  es la resistencia y  $e$  es la tensión.

Fig. 2.16 galgas tensométricas: a) en viga flexible, b) patrón de doblado, c) arreglo muy común



### Polímeros piezoeléctricos

Un fenómeno muy conocido es que los átomos de una estructura cristalina se desplazan cuando se aplica una fuerza al material; el desplazamiento es proporcional a la fuerza aplicada. Además, un

## CAPÍTULO 2

### ASPECTOS GENERALES EN LA INSTRUMENTACIÓN DE MANIPULADORES

material piezoeléctrico adquiere una carga eléctrica proporcional al desplazamiento, y por lo tanto proporcional a la fuerza aplicada. Mediante el acoplamiento de electrodos metálicos en caras opuestas de un material piezoeléctrico, se forma un sensor piezoeléctrico de fuerza; los electrodos son necesarios para coleccionar la carga. La corriente generada es proporcional a la rapidez de cambio de la carga eléctrica, por lo que el sensor piezoeléctrico de fuerza genera una corriente proporcional a la rapidez de cambio de la fuerza aplicada. Un defecto de estos sensores es que no tienen respuesta para una fuerza estática.

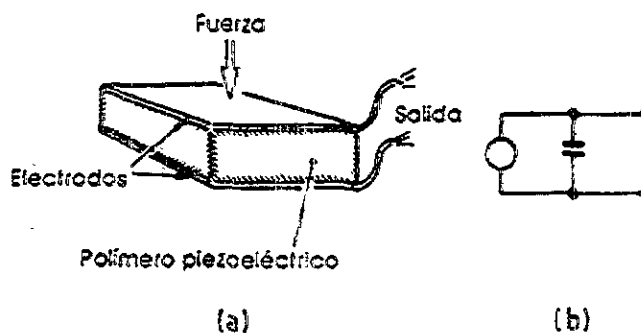


Fig. 2.17 polímeros piezoeléctricos :  
a) construcción,  
b) circuito equivalente

## Esquemas de control

Existen diferentes métodos para poder controlar : según el tipo de teoría de control que se utilice, tenemos los siguientes controladores:

- Control digital
- Control analógico
- Control adaptable
- Control distribuido

### Control Digital

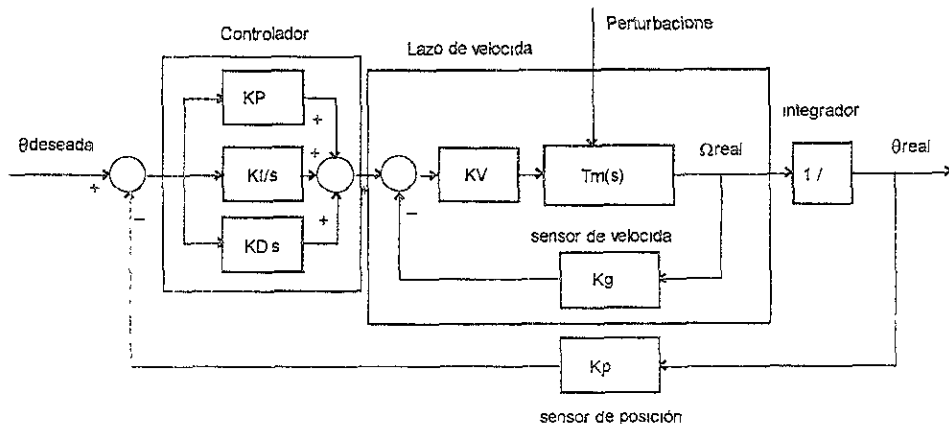
Esta clase de control, solo utiliza para su implementación señales digitales, las cuales, son utilizadas por un procesador como el de la familia 68HC11 de Motorola, o los llamados PLC (Programmable Logic Controller). En algunos casos, las señales de los sensores de realimentación deben pasar por un convertidor A/D (Analógico a Digital) con el fin de que se puedan introducir al controlador digital.

Control Analógico

Esta clase de control, sólo utiliza señales analógicas en su implementación. El controlador analógico, es también conocido como computadora analógica, ya que todas las operaciones del controlador son realizadas por medio de amplificadores operacionales.

El esquema de control mas completo que se puede utilizar para el control de la posición o velocidad, ya sea utilizando control digital o control analógico, se muestra en la figura 2.18

Fig. 2.18 esquema de control de posición con lazo de velocidad



en el esquema anterior, las ganancias del sistema no varían con el tiempo.

Control Adaptable

En los casos anteriores, se asume que las ganancias del sistema están fijas en el tiempo, sin embargo, el control adaptable modifica las ganancias del sistema, en base a un continuo monitoreo de la señal de salida del sistema, con el fin de conseguir el mejor o el mas óptimo resultado. Debido a que estos sistemas varían con el tiempo, y que en ocasiones llegan a ser no lineales, su análisis se vuelve muy complicado.

El método utilizado para variar las constantes del controlador depende de una pre-programación del comportamiento esperado de la respuesta a distintas condiciones, y así, con ayuda de un procesador, se decide cómo y cuáles deben de ser las variaciones del controlador. En la siguiente figura (fig. 2.19), se aprecian los dos modos de implementar el control adaptable: a) aunado a las

## CAPÍTULO 2

### ASPECTOS GENERALES EN LA INSTRUMENTACIÓN DE MANIPULADORES

técnicas de realimentación convencionales y b) el modo de referencia de modelo :

a)

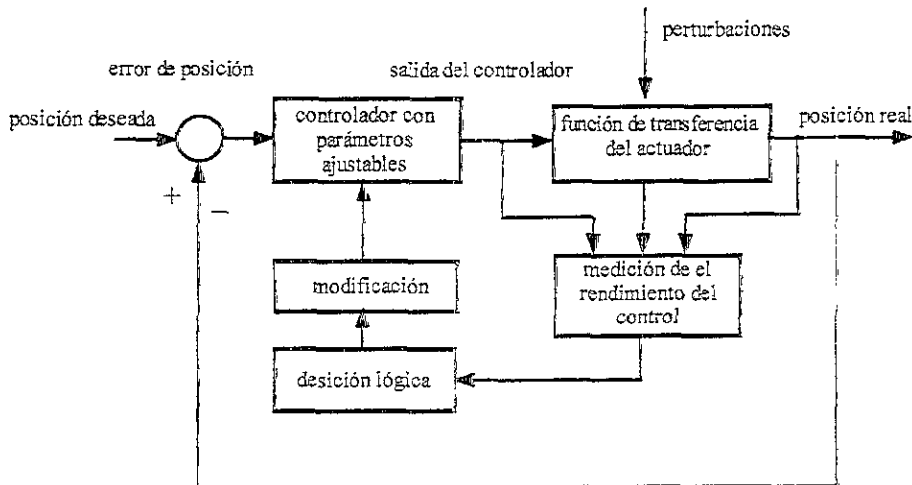
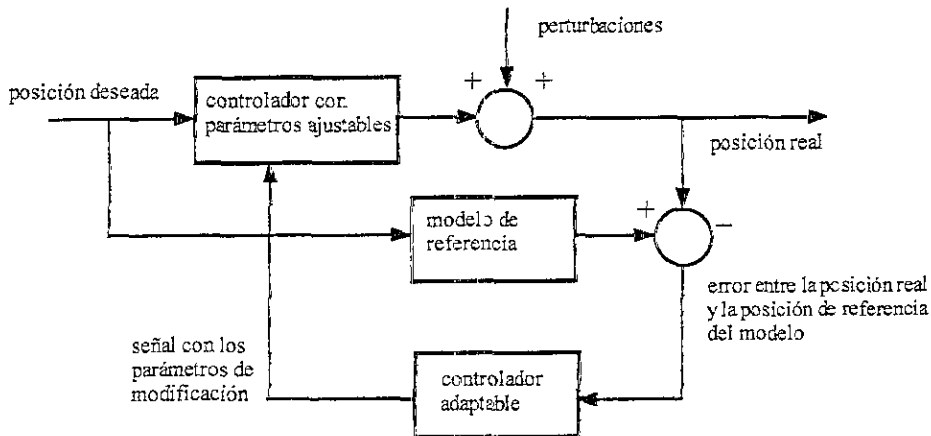


Fig. 2.19 esquema de control adaptable : a) con técnicas de realimentación convencionales y b) modo de referencia del modelo

b)



### Control Distribuido

El control distribuido no es nada más que la utilización de un control central, que reparte las señales de referencia a controladores individuales que se encargan de controlar sistemas individuales. Este procesador central, o control maestro es más bien como un "director de orquesta", para facilitar la comunicación entre el usuario y cada uno de los controladores. Es muy práctico cuando se requiere coordinar varios controladores al mismo tiempo, como por ejemplo cuando se quiere que un robot siga cierta trayectoria generada, ésta trayectoria es alimentada al control maestro, y éste

se encarga de accionar los controladores individuales correspondientes para que al final, el resultado de la activación de los controles individuales sea la trayectoria alimentada. El control distribuido en su mayoría es de malla abierta, es decir, se presupone que el comando generado por el control maestro es recibido sin ningún problema por los controladores individuales.

Aunque existen estos métodos de control independientes, se pueden dar los casos de que se utilicen técnicas de todas estas clasificaciones de control, para resolver un problema. En realidad, desde nuestro punto de vista, sólo nos interesa controlar la velocidad y la posición. Los esquemas mas utilizados para el control de actuadores es:

*Posición Digital y velocidad analógica: Sensores Separados*

Esta configuración es la más utilizada en las máquinas modernas. Se utilizan diferentes sensores, uno para sensar la posición de manera digital (contador óptico) y la información de la velocidad es brindada por un tacómetro analógico. Es necesario utilizar un convertidor analógico/digital A/D para poder procesar la información.

*Posición Digital y velocidad digital derivada: Un Sensor*

En la técnica previa era necesaria la utilización de dos dispositivos sensores, lo que representa un elevado costo de fabricación. Otro factor en contra es el espacio que ocupa el tacómetro, que por lo general no esta disponible, o también es indeseable una cantidad tan grande de masa, pues todo el conjunto se va a mover. Para que este dispositivo, tenga efecto, hay que realizar una aproximación de primer orden para encontrar la velocidad, de la siguiente manera:

$$\omega \approx \Delta\theta/\Delta t$$

*Velocidad analógica y posición integrada: Un Sensor*

La idea de quitar al tacómetro era lo suficientemente buena, pero un buen contador óptico es un poco mas caro que el tacómetro, por lo que si dejamos el tacómetro, es necesario que también nos de información acerca de la posición. Esto se logra mediante un amplificador operacional, de manera que se vuelva un amplificador integrador. Existen muchas desventajas, ya que los amplificadores operacionales manejan funciones del tiempo, y eventualmente pueden acarrear muchos errores. De la misma manera, estos integradores no son ideales, y pueden sufrir de falta de precisión.

## CAPÍTULO 2

### ASPECTOS GENERALES EN LA INSTRUMENTACIÓN DE MANIPULADORES

También, los tacómetros no son totalmente lineales, y sobre todo cuando se mueve a un régimen de giro muy pequeño, es decir bajas velocidades.

#### Posición Analógica y velocidad analógica derivada: Un Sensor

Como se mencionó anteriormente, el costo de un tacómetro y de un contador óptico no son insignificantes, por lo que la idea de remplazar ambos, por un sensor mas económico es una idea muy atractiva. Este método es utilizar un potenciómetro, que produce un voltaje proporcional al ángulo de la flecha. Debido a que se tiene la posición de esta manera, la velocidad se obtiene derivando esta señal, para lo cual se utiliza un amplificador operacional. El problema es que este amplificador operacional es un filtro paso altas, por lo que tiende a enfatizar el ruido que exista en la aplicación. Otro problema es que estos sensores, tienen una vida relativamente corta, debido al roce existente de las partes funcionales.

Ahora, también podemos clasificar a los esquemas de control según la actividad que ellos realizan en la planta (planta es todo aquel sistema que se desee controlar), así, tenemos la siguiente clasificación :

- Control ON/OFF
- Control Proporcional (P)
- Control Integral (I)
- Control Proporcional mas Integral (PI)
- Control Proporcional mas Derivativo (PD)
- Control Proporcional mas Integral mas Derivativo (PID)

#### Control ON/OFF

En el controlador ON/OFF, 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 ON/OFF se representa como :

$$\begin{aligned} m(t) &= M_1 \text{ para } e(t) > 0 \\ m(t) &= M_2 \text{ para } e(t) < 0 \end{aligned}$$

En la mayoría de los controladores ON/OFF, 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 es conocido como intervalo diferencial.

#### Control Proporcional

En los casos en que se requiera una acción de control mas 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  $K_P$ , y su acción se representa como :

$$m(t) = K_P \cdot e(t)$$

#### 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 con :

$$m(t) = K_I \cdot \int e(t) dt$$

Donde  $K_I$  es la ganancia del integrador. Si el error tiende a cero, la salida del control permanece 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 e Integral (PI)

Algunas veces es necesario combinar las 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 PI, el cual se representa como :

$$m(t) = K_P \cdot e(t) + K_I \cdot \int e(t) dt$$

## CAPÍTULO 2

### ASPECTOS GENERALES EN LA INSTRUMENTACIÓN DE MANIPULADORES

#### Control Proporcional mas Derivativo (PD)

La acción del controlador derivativo proporciona una señal de control proporcional a la velocidad de cambio de la señal de error. Puesto que el control derivativo, no genera ninguna salida al menos que el error cambie con el tiempo, en raras ocasiones se utiliza solo. El controlador PD se representa por :

$$m(t) = K_P \cdot e(t) + K_D \cdot \frac{de(t)}{dt}$$

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, Integral y Derivativo (PID)

Tres de las acciones de control se pueden combinar para formar el controlador PID, el cual se representa mediante :

$$m(t) = K_P \cdot e(t) + K_I \cdot \int e(t)dt + K_D \cdot \frac{de(t)}{dt}$$

El control PID es el tipo de control mas general y, con toda probabilidad es el tipo de controlador mas utilizado. Proporciona un respuesta rápida, un buen contro. de la estabilidad del sistema y un bajo error de régimen permanente. Como se indicó con anterioridad, en los modernos controladores, los cálculos asociados con alguno de los controladores anteriores suelen ejecutarse por computadoras.

### **Manipuladores existentes**

Existen básicamente dos manos mecánicas terminadas y operacionales, que se pueden conseguir comercialmente, estas son:

- Salisbury - Stanford
- MIT - Utah University

Estas dos manos, tienen las características de ser ambas controladas por microprocesadores que planean la trayectoria de cada dedo, y las dos son actuadas por medio de tendones que transmiten la fuerza de una planta de fuerza alejada de los dedos.

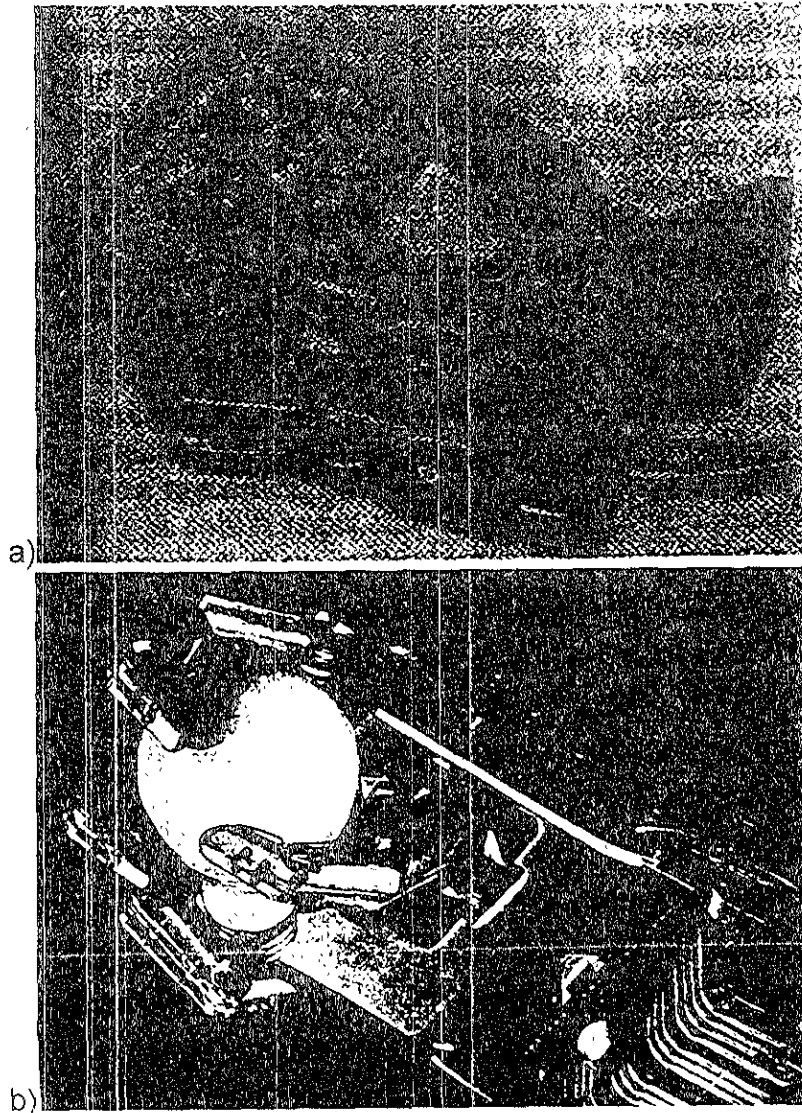


## ASPECTOS GENERALES EN LA INSTRUMENTACIÓN DE MANIPULADORES

Ambas manos tienen además como característica, que el elemento de realimentación no es ni la posición ni la velocidad, sino la fuerza de tensión que existe en los tendones.

En la figura 2.20a se puede apreciar la mano diseñada en Stanford, y en la figura 2.20b, se aprecia el diseño de la MIT.

*Fig. 2.20* manos mecánicas fabricadas por universidades : a) Salisbury - Stanford, b) Utah - MIT



### El Manipulador Antropomórfico

Esta mano mecánica, es un proyecto que se encuentra dividido en cuatro partes, como se mencionó en la introducción : La fabricación y ensamble del manipulador, la instrumentación del mismo (tema tratado en esta tesis), la elaboración de un generador de

## ***CAPÍTULO 2***

### ***ASPECTOS GENERALES EN LA INSTRUMENTACIÓN DE MANIPULADORES***

trayectorias, que involucra todo el modelado dinámico del manipulador, y por último, la creación de un guante capaz de sensar los movimientos de la mano de un usuario, con el fin de que el manipulador reproduzca estos movimientos.

Como se puede ver, existe una estrecha relación entre las diferentes partes del proyecto, pero directamente, este trabajo de tesis se relaciona con el guante y el generador de trayectorias, debido a que ambos o cada uno proporcionan la señal de referencia de la posición al banco de actuadores, y con la mano, debido a que el banco de actuadores suministra la fuerza para lograr el movimiento.

#### ***La mano mecánica***

El manipulador antropomórfico que se quiere instrumentar, cuenta con cuatro dedos: pulgar, índice, medio y anular. El dedo pulgar tiene 4 grados de libertad, mientras que los otros tres dedos tienen solamente 3 grados de libertad, ya que el movimiento de la falange distal, está directamente relacionado con el movimiento de la falange media.<sup>2</sup>

El accionamiento de los dedos es logrado mediante tendones, los cuales se encontrarán acoplados a un banco de actuadores diseñados en éste trabajo de tesis.

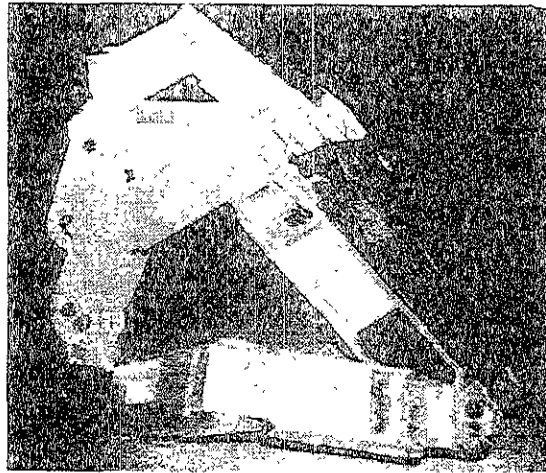
En total, el manipulador antropomórfico cuenta con trece grados de libertad, por lo que es necesario contar con trece actuadores, 1 para cada grado de libertad.

En la figura 2.21 se aprecia el ensamble del manipulador antropomórfico:

---

<sup>2</sup> Este tema se cubre ampliamente en el trabajo de tesis de licenciatura de Luis Vicente Coloma Margolies.

Fig. 2.21  
Manipulador  
antropomórfico



El manipulador está construido en aluminio, y los momentos de inercia de cada uno de los componentes se encuentran en el Apéndice 2.

#### El generador de trayectorias

El generador de trayectorias, como su nombre lo indica, genera las trayectorias que debe seguir cada una de las uniones del manipulador para lograr un movimiento deseado. Éste generador de trayectorias tiene la ventaja de desplegar la información de la posición del manipulador en forma gráfica, con lo que el usuario puede ver la posición deseada del manipulador. Para que exista una integración del generador de trayectorias con el bando de actuadores que se diseñará en esta tesis, es necesario contar con un control distribuido, que además, se encargue de las comunicaciones con el generador de trayectorias<sup>3</sup>. En la figura 2.22, se puede apreciar la pantalla de la computadora, así como el módulo que despliega la información gráfica.

<sup>3</sup> Para mayor información sobre esta parte del manipulador, consultar la tesis de licenciatura de Fugo Figueroa Rosas

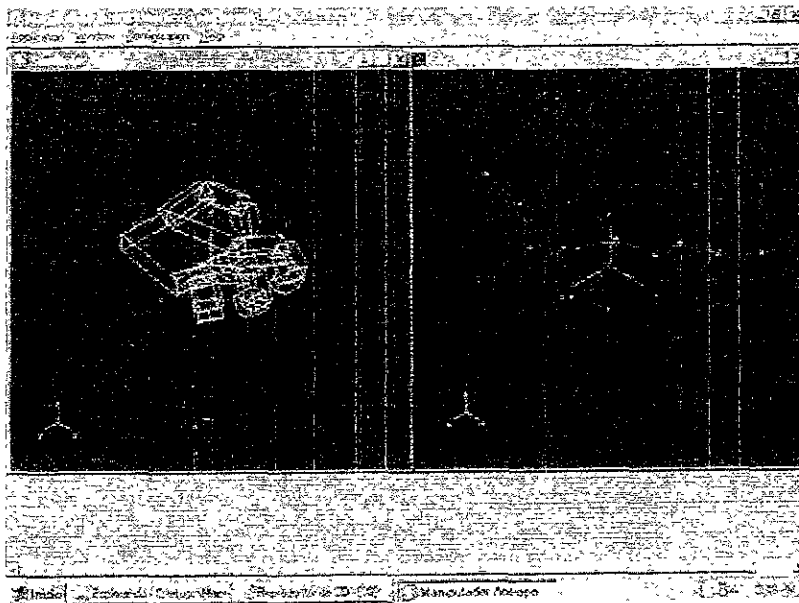


Fig. 2.22  
Generador de trayectorias para el Manipulador antropomórfico

El guante sensor

Este guante, de fabricación novedosa, sensa los movimientos del usuario, con base en los cambios de ángulo entre un diodo emisor de frecuencias infrarrojas, y un fototransistor de infrarrojo. El cambio angular que existe entre los dos componentes tienen como consecuencia una disminución en la potencia óptica recibida, la cual se puede caracterizar y así asociar a cierto desplazamiento angular<sup>4</sup> (ver fig. 2.23)

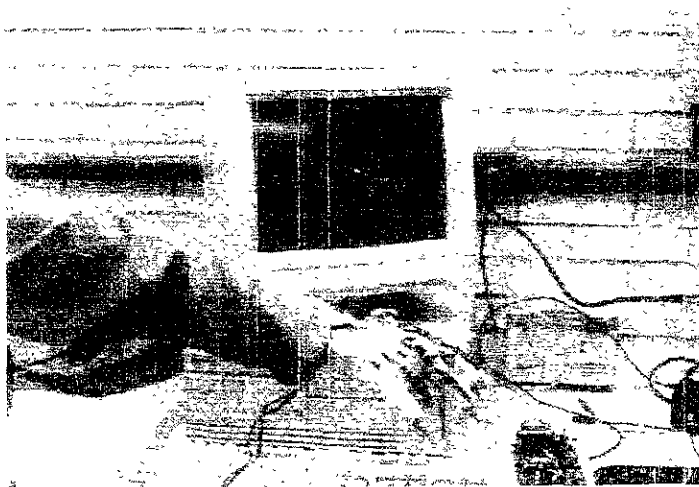


Fig. 2.23 Guante sensor de movimiento para el Manipulador antropomórfico

<sup>4</sup> Tema tratado en el trabajo de tesis de Ernesto Riestra Martínez

## **Selección de componentes para la instrumentación del manipulador**

### **Definición del problema**

El problema consiste básicamente en obtener de alguna manera una fuerza, la cual hay que conducir hasta las uniones de los dedos para lograr un movimiento angular, así como también poder controlar la posición generada por los actuadores, con un alto grado de repetibilidad y exactitud. Esta manera de producir la fuerza, debe ser totalmente económica, y también debe de ser fácil de controlar, fácil de conseguir, etc.

### **Análisis de función**

Los elementos que se utilicen para lograr la creación de la fuerza, deben de realizar las siguientes funciones:

#### Funciones Globales:

- El elemento creador de fuerza debe de contar con repetibilidad y ser confiable en la operación
- El dispositivo de control no debe ser muy complicado, y debe de lograr que el elemento que crea la fuerza responda totalmente a los comandos que se le suministran
- El sistema en general (elemento creador de fuerza y el dispositivo de control) debe ser ligero, y debe poderse repetir varias veces sin necesidad de ajustes complicados, ya que se utilizarán 13.

#### Funciones Específicas del elemento creador de fuerza

- El elemento debe crear la fuerza necesaria para mover cada una de las falanges (1 elemento por falange) de la mano.
- La fuerza producida se debe poder aplicar en un tiempo lo suficientemente corto para que se pueda reproducir con fidelidad del movimiento del usuario; la aplicación de esta fuerza no debe ser lenta, ya que se pierde totalmente el objetivo de reproducir con fidelidad los movimientos de la mano del usuario.
- Los elementos de creación de fuerza, deben de contar con una estructura que les permita su fácil montaje y desmontado.
- La estructura debe soportar todas las cargas estáticas y dinámicas inducidas
- El ensamble del sistema del elemento creador de fuerza con el dispositivo de control debe ser modular. con la finalidad de fácil reemplazo si alguno de los dos falla.

## **CAPÍTULO 2**

### **ASPECTOS GENERALES EN LA INSTRUMENTACIÓN DE MANIPULADORES**

#### Funciones Específicas del dispositivo de control

- El dispositivo de control, debe poder manejar la información de todas las variables involucradas para lograr un control fino, preciso, y con repetibilidad de la posición angular de las falanges.
- El dispositivo de control, debe estar montado en una tarjeta, donde se realice el procesamiento de la información de las realimentaciones, se tomen las decisiones de control así como también incluya la fase de potencia para el elemento generador de fuerza.
- El diseño de esta tarjeta debe ser modular, es decir, de fácil intercambio de conexiones y entradas.
- La tarjeta de control, debe ser de sencilla instalación y desinstalación con el elemento generador de fuerza, con el fin de que el diseño sea modular y poder remplazar alguna parte de una manera muy sencilla.

#### **Generación de soluciones**

Con estas soluciones existentes, lo que queda es generar una lluvia de ideas para determinar cual es una de las soluciones mas adecuada al problema.

Algunas ideas que surgieron de la lluvia de ideas son:

- Medios magnéticos : (con imanes) lograr que exista una fuerza entre dos imanes, uno permanente y el otro electroimán, de manera que al electrizar el electroimán, con diferente corriente, se produzcan diferentes fuerzas
- Resortes : hacer, de alguna manera un arreglo de resortes, para que el dedo siempre se mantenga en tensión, y de alguna manera, reducir estas tensiones, lo que provoca una diferencia de fuerzas, y por lo tanto provoca un movimiento.
- Calor : por medio de calor se puede calentar un metal y así, lograr que se dilate o se contraiga, y de esta manera, sumando dilataciones, lograr un movimiento lineal considerable, y así, obtener movimiento.
- Motores en cada coyuntura, con el fin de que el movimiento se transmita de manera directa sobre la coyuntura

A continuación se muestran algunas de las diferentes ideas de configuraciones :

**ASPECTOS GENERALES EN LA INSTRUMENTACIÓN DE MANIPULADORES**

- Motores de pasos operados a distancia por medio de tendones
- Motores de pasos conectados con poleas para lograr el movimiento
- Motores de corriente directa con reducción y acoplado con tendones, con :
  - reducción de engranes  
tren de engranes  
engranes planetarios
  - reducción de harmonic drive
  - reducción de poleas
- Motores de corriente alterna con reducción (mismo tipo de reducción del motor de corriente directa)
- Pistones neumáticos en cada dedo para realizar el movimiento
- Pistones neumáticos en el antebrazo, operados a distancia con tendones
- Actuador neumático giratorio en el antebrazo, operado a distancia con tendones

En realidad existen mil y un combinaciones posibles para obtener el resultado deseado, pero como se puede ver, las combinaciones anteriores son las más viables.

**Parámetros de evaluación (precio vs. funcionalidad)**

A continuación se harán tres matrices de evaluación para actuadores, métodos de reducción de velocidad y en los cuales se compara el precio y funcionalidad.

**Actuadores:**

<i>Actuador</i>	<i>Precio</i>	<i>Par</i>	<i>Velocidad</i>	<i>Respuesta</i>	<i>Control</i>
Motor de corriente directa	bajo	alto	alta	alta	total
Motor de corriente alterna	medio	alto	alta	alta	regular a total
Motor de pasos	medio / bajo	bajo	baja	alta	regular a total
Pistón neumático	muy alto	muy alto	baja	baja	mal a regular
Actuador neumático giratorio	muy alto	muy alto	baja	baja	mal a regular

## CAPÍTULO 2

### ASPECTOS GENERALES EN LA INSTRUMENTACIÓN DE MANIPULADORES

En este caso, Respuesta se refiere a la velocidad que tendría el sistema de adaptarse a los cambios inducidos por el usuario, es decir la respuesta al control que se tiene.

Control, control se refiere a lo bien o a lo perfecto que se puede controlar el sistema, y si los errores pueden llegar a ser cero, el control es total.

Reducción :

<i>Reducción</i>	<i>Precio</i>	<i>Backlash</i>	<i>Disponibilidad</i>	<i>Tamaño</i>
Tren de engranes	medio	bajo a medio	alta	medio
Engranes planetarios	medio a alto	nulo a bajo	media	medio a bajo
Harmonic drive	muy alto	nulo	muy baja	baja adecuado
De poleas	bajo	medio a alto	alta	alto

El backlash o juego de los engranes, cuando se refiere a alto es que en realidad los desplazamientos incontrolables de los engranes son altos.

La disponibilidad, simplemente se refiere a la disponibilidad que existe en el mercado o a la facilidad de fabricarlos

Tamaño, para nuestros fines, un tamaño es adecuado, cuando es bajo, ya que ocupa menos espacio y puede hacer los diseños mejores y con mas versatilidad.

Modo de control

<i>Tipo de control</i>	<i>Precio</i>	<i>Error en estado permanente</i>
Velocidad y posición analógicas, dos sensores PID	medio	nulo
Velocidad y posición analógica un sensor PID	medio	nulo a muy bajo
Velocidad analógica y posición digital, dos sensores PID	alto	nulo
Velocidad y posición digital, un sensor PID	alto	nulo a muy bajo

Los controladores que necesitan sensores analógicos y digitales son más caros pues necesitan un convertidor A/D o D/A, pero en realidad todas las técnicas de control son muy avanzadas, por lo que el error es nulo, excepto en aquellos casos en que solo se utiliza un sensor, pues pueden existir errores pequeños en la integración o en la derivación numérica, que al final acarrean un enorme error (efecto bola de nieve)



**Solución preliminar**

La solución que se encontró está basada en los parámetros de costo y disponibilidad en el mercado, ya que no se contó con recursos elevados, y de nada serviría el que existiese el mejor producto si no se pudiese adquirir.

En base a esto, se seleccionó un motor de corriente directa, ya que cuenta con un alto "stall torque", su precio no es elevado y cuenta con muy buena disponibilidad en el mercado.

La reducción escogida fue una de engranes planetarios, con una reducción 60:1, lo que garantiza un elevado par y una velocidad adecuada para que la respuesta en frecuencia del sistema cumpla con las características demandadas por el usuario.

Los desarmadores inalámbricos de la marca "Back & Decker", modelo 1272, tienen caja de reducción planetaria (por esa razón la reducción de 60 :1), y un motor de corriente directa de un alto par de parada. El desarmador, puede alcanzar velocidades angulares de hasta 130 (r.p.m.), la cual es una velocidad adecuada para satisfacer las demandas del usuario. Una de las grandes ventajas que tiene la caja de reducción es que es autobloqueable, es decir, en el momento en que llega a su posición final, se bloquea, a menos de que se vuelva a mover el motor, por lo que las perturbaciones en estado permanente no afectan al sistema.

Se escogió un controlador analógico con realimentación de velocidad y posición Proporcional, Integral y Derivativo (PID). El sensor de posición irá al final de la caja de reducción y será un sensor resistivo, ya que es de muy bajo precio y de con una alta disponibilidad, y la velocidad angular será sensada en el motor acoplando este a un tacogenerador.

En la figura 2.24, se muestran los componentes seleccionados para la instrumentación del manipulador antropomórfico :

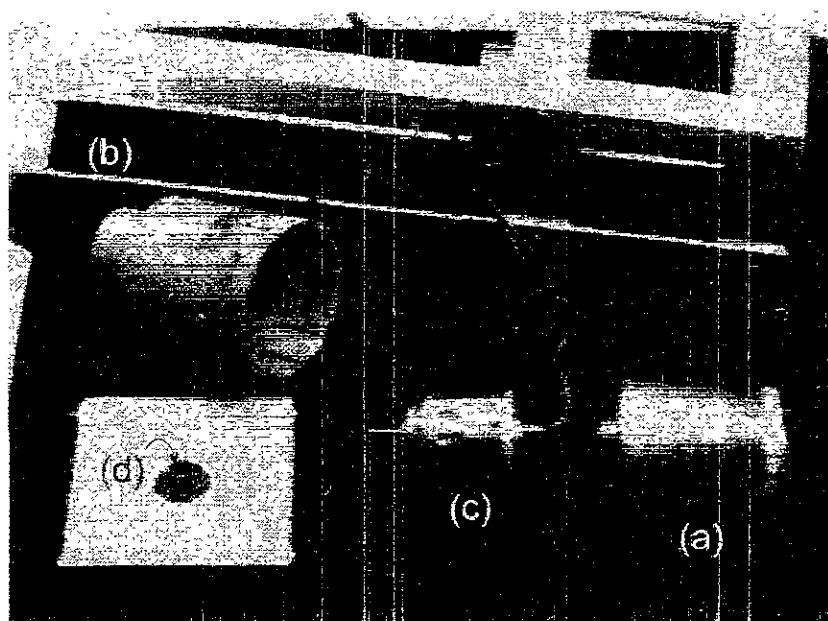
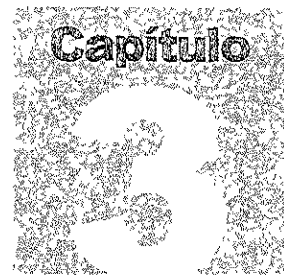


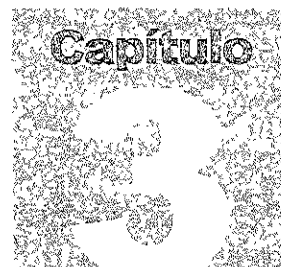
Fig. 2.24  
componentes  
seleccionados para  
la instrumentación  
del manipulador  
antropomórfico : a)  
motor de CD,  
b)caja de reducción  
de engranes  
planetarios, c)  
tacogenerador, d)  
sensor de posición  
resistivo

En el capítulo siguiente se hará el modelado de los componentes del sistema, como son el motor, la caja, y los sensores de realimentación.



INSTRUMENTACIÓN DE UN MANIPULADOR  
ANTROPOMÓRFICO CAPAZ DE REPRODUCIR LOS  
MOVIMIENTOS DE LA MANO HUMANA UTILIZANDO UN  
MICROPROCESADOR 68HC11

Modelado del sistema



## Modelado del sistema

**E**n este capítulo se modelará al motor de corriente directa utilizado para la implementación de los actuadores del manipulador antropomórfico, así como también se hará el modelado de la caja de reducción acoplada al motor de corriente directa, del generador, y del sensor de posición angular. También se explicará la manera en la que se caracterizaron las constantes eléctricas del motor y las constantes mecánicas del sistema acoplado. Finalmente se presentará un resumen de todas las constantes involucradas en el modelado del sistema.

### El motor de corriente directa

El funcionamiento del motor de corriente directa se basa en el hecho de que un conductor, que se encuentra colocado en ángulo recto con respecto a un campo magnético, experimenta una fuerza perpendicular a la corriente y a las líneas de flujo magnéticas.

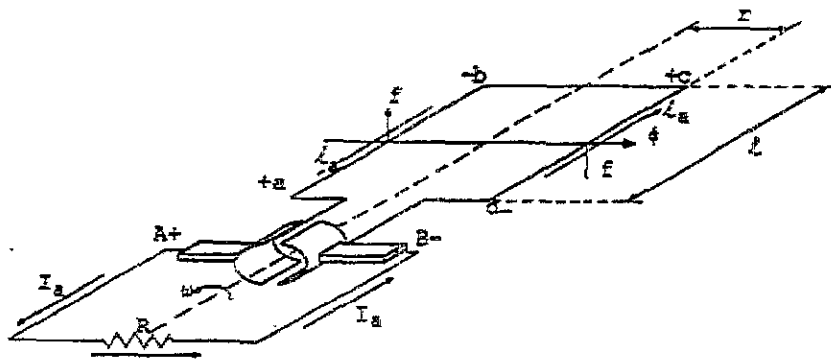
#### Par eléctrico

Como se puede ver en la figura 3.1, la fuerza producida en una sola espira es :

$$f = B \cdot l \cdot i_a$$

en donde B es la densidad de flujo magnético, l es la longitud de la espira e  $i_a$  es la corriente que circula por una espira

**CAPÍTULO 3**  
**MODELADO DEL SISTEMA**



*Fig. 3.1*  
 La armadura, las corrientes de armadura y la fuerza producida

Como se sabe, el par producido en una sola espira es el producto de la fuerza  $f$  por el radio  $r$  donde se encuentra aplicada la fuerza, así :

$$T_c = f \cdot r$$

En un motor de corriente real, se tiene mucho mas que una espira, por lo que el par en la flecha del motor ( $T_m$ ) depende también del número de espiras  $z$  del embobinado.

$$T_m = z \cdot T_c$$

Si se unen las ecuaciones anteriores, tenemos que :

$$T_m = z \cdot r \cdot B \cdot l \cdot i_a$$

Para los motores con imanes permanentes se tiene una densidad de flujo constante, por lo que  $B$  permanece constante. Las demás magnitudes  $r$ ,  $l$  y  $z$  también son constantes, ya que no cambian una vez construido el rotor del motor. Así, podemos definir a una constante de armadura ( $k_a$ )

$$k_a = z \cdot r \cdot B \cdot l$$

Por lo tanto, tenemos que :

$$T_m = k_a \cdot i_a \dots e3.1$$

### Fuerza electromotriz inducida

Al estar las espiras del rotor sumergidas en un campo magnético cuando circula por ellas una corriente, se genera un par en la flecha del motor el que acelera el rotor y logra que este adquiera cierta velocidad angular.

La velocidad angular del rotor hace que en la periferia de las espiras se tenga cierta velocidad lineal  $v$  tangente al rotor.

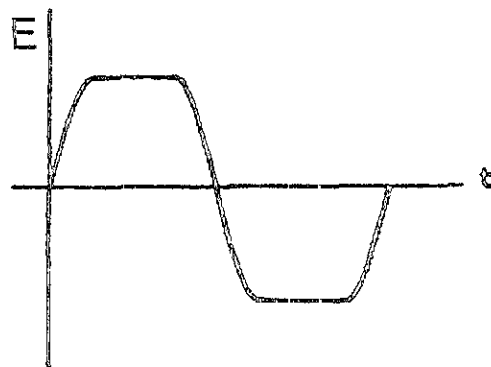
Como las espiras están sumergidas en el campo magnético y tienen cierta velocidad  $v$ , se produce un voltaje en los extremos A y B de las espiras (ver figura 3.2). Este voltaje es :

$$e = B \cdot l \cdot v$$
$$v = \omega \cdot r$$

entonces :

$$e = B \cdot l \cdot r \cdot \omega$$

*Fig. 3.2*  
Fuerza electromotriz  
inducida en un  
espir



como en el caso anterior, si el rotor cuenta con  $z$  espiras, el voltaje inducido total será (fuerza electromotriz):

$$FEM = z \cdot e$$

## CAPÍTULO 3

### MODELADO DEL SISTEMA

Si se cuenta con imanes permanentes que brinden un campo magnético constante, tenemos que  $B$  tiene valor constante, así como  $z$ ,  $r$  y  $l$  una vez construido el rotor, por lo que definiremos a la constante electromotriz del motor como  $k_e$ , así :

$$k_e = B \cdot l \cdot r \cdot z$$

Así tenemos que :

$$FEM = k_e \cdot \omega \quad \dots e3.2$$

#### Eficiencia del motor

A simple vista parecería que la constante electromotriz del motor y la constante de armadura del motor son iguales, lo cual es cierto en el caso ideal, donde no existen pérdidas en la transmisión de energía, pero debido a éstas pérdidas internas del motor en la transformación de energía eléctrica a mecánica tenemos que :

$$k_a = \eta \cdot k_e$$

$$\eta = \frac{k_a}{k_e} \quad \dots e3.3$$

#### Circuito eléctrico del motor

Además de estas dos ecuaciones importantes, existen otras ecuaciones relacionadas al diagrama eléctrico del motor, el cual es :

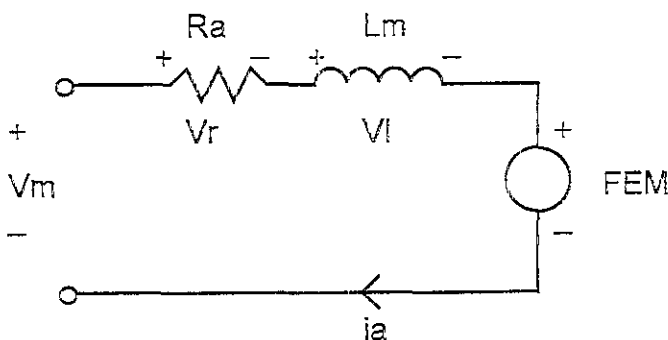


Fig. 3.3 circuito eléctrico del motor

en donde FEM es el voltaje generado por la fuerza electromotriz,  $R_a$  es la resistencia de armadura,  $L$  es la inductancia debida a el embobinado del rotor y  $V_m$  es el voltaje de alimentación del motor.

Así, las ecuaciones que describen al circuito eléctrico son :

$$V_r = R_a \cdot i_a \quad \dots e3.4$$

$$V_l = L \cdot \left(\frac{di_a}{dt}\right) \quad \dots e3.5$$

$$FEM = k_e \cdot \omega \quad \dots e3.2$$

$$V_m = V_r + V_l + FEM \quad \dots e3.6$$

Y las ecuaciones que relacionan a la energía mecánica con la energía eléctrica son :

$$T_j = J \cdot \alpha \quad \dots e3.7$$

$$T_b = b \cdot \omega \quad \dots e3.8$$

$$T_m = T_j + T_b \quad \dots e3.9$$

$$T_m = k_a \cdot i_a \quad \dots e3.1$$

En donde  $T_j$  es el par necesario para vencer la inercia del motor o del sistema acoplado ( $J$ ),  $\alpha$  es la aceleración angular en la flecha del motor.  $T_b$  es el par necesario para vencer la fricción viscosa rotacional ( $b$ ). Como se puede ver, el par necesario para vencer a  $T_j$  y  $T_b$  lo tiene que brindar necesariamente el motor.

### **Función de Transferencia**

Podemos unir todas las ecuaciones y obtener una ecuación diferencial (de 2º orden) pero también podemos escribir las ecuaciones gráficamente utilizando el método de diagramas de bloques, así, se puede fácilmente ver que el modelo del sistema en diagramas de bloques es el siguiente :



**CAPÍTULO 3**  
**MODELADO DEL SISTEMA**

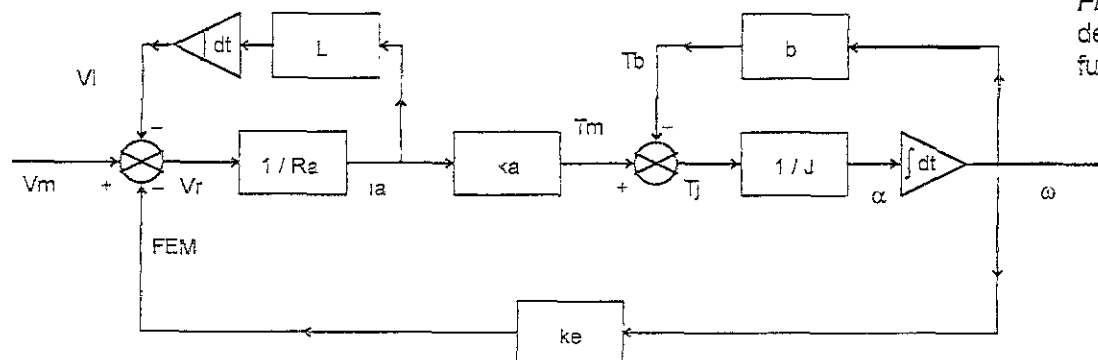


Fig. 3.4 diagrama de bloques en función del tiempo

Aplicando la transformada de Laplace en el diagrama de bloques del modelado del motor, tenemos que :

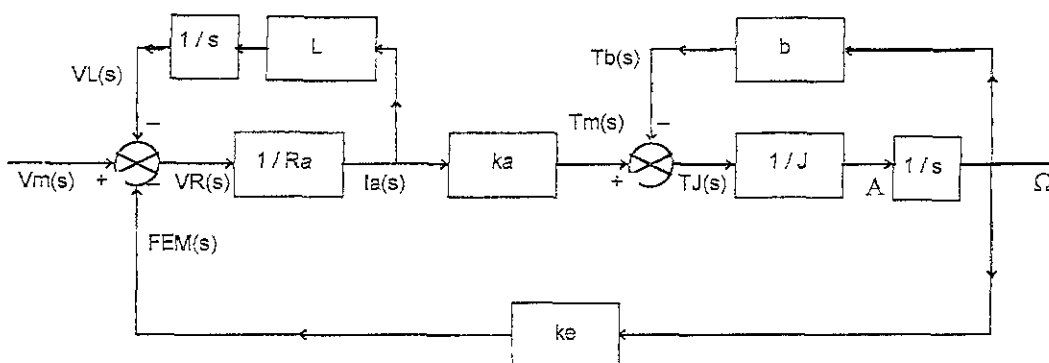
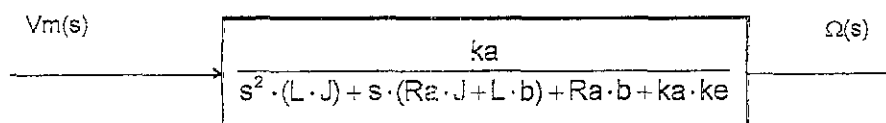


Fig. 3.5 diagrama de bloques del sistema en transformada de Laplace

Simplificando el diagrama de bloques anterior se tiene :



Por lo que la función de transferencia del motor  $T_m(s)$  es :

$$T_m(s) = \frac{\Omega(s)}{V_m(s)} = \frac{k_a}{s^2 \cdot (L \cdot J) + s \cdot (R_a \cdot J + L \cdot b) + R_a \cdot b + k_a \cdot k_e} \quad \dots e3.10$$

Con esta función de transferencia, podemos decir que tenemos listo el modelado del motor de corriente directa, sin embargo, hasta el

momento no conocemos ninguna de las constantes que caracterizan al motor. Las constantes del motor, se pueden encontrar realizando diversos experimentos.

### **Caracterización del motor de corriente directa**

Estos experimentos fueron realizados a un motor de corriente directa, que se encuentra en los desarmadores inalámbricos de marca Black & Decker modelo 1272 con una caja de reducción de engranes planetarios, de 60:1

#### **Pruebas de caracterización**

Dentro de estas pruebas de caracterización se encuentran la obtención de los parámetros eléctricos, como son : la resistencia de armadura ( $R_a$ ), la inductancia del embobinado ( $L$ ), la constante de armadura ( $k_a$ ), la constante de FEM ( $k_e$ ). Así como también los parámetros mecánicos del sistema como son : el momento de inercia ( $J$ ), la fricción viscosa rotacional ( $b$ ).

#### **Parámetros Eléctricos**

##### *Obtención de la constante electromotriz ( $k_e$ )*

La primera prueba que se le realizó al motor fue la obtención de la constante electromotriz ( $k_e$ ).

Como se puede observar en la figura 3.3 y de las ecuaciones e3.4, e3.5 y e3.6, nos damos cuenta que si no existe corriente de armadura en el circuito eléctrico del motor, el voltaje suministrado ( $V_m$ ) es igual al voltaje inducido (FEM).

$$\begin{aligned} V_m &= \text{FEM} \\ \text{si } V_r = V_l &= 0 \end{aligned}$$

La única manera de que no exista una corriente de armadura en el circuito del motor, es que no exista ningún par en la flecha del motor, pero esto es imposible si se considera que siempre existirá un par debido a la fricción viscosa rotacional.

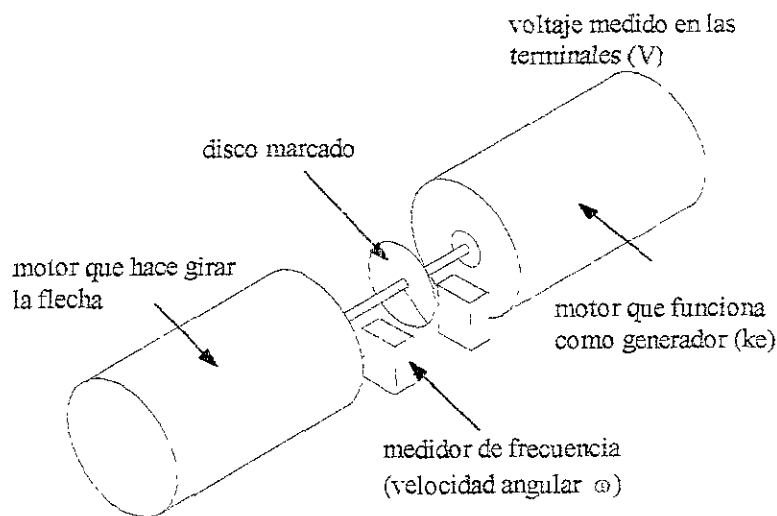
Otra manera de ver el problema, es tratando al motor como si fuera un generador, es decir, suministrándole un par lo suficientemente

### CAPÍTULO 3

#### MODELADO DEL SISTEMA

grande por la flecha como para hacerla girar, y así, se generaría un voltaje inducido o FEM. Si en las terminales del motor, no conectamos nada más que un multímetro para medir el voltaje generado, entonces tenemos un circuito abierto por el cual no circula corriente, y no existen caídas de voltaje por la resistencia de armadura ni por la inductancia de los embobinados, es decir  $V_r = V_l = 0$ .

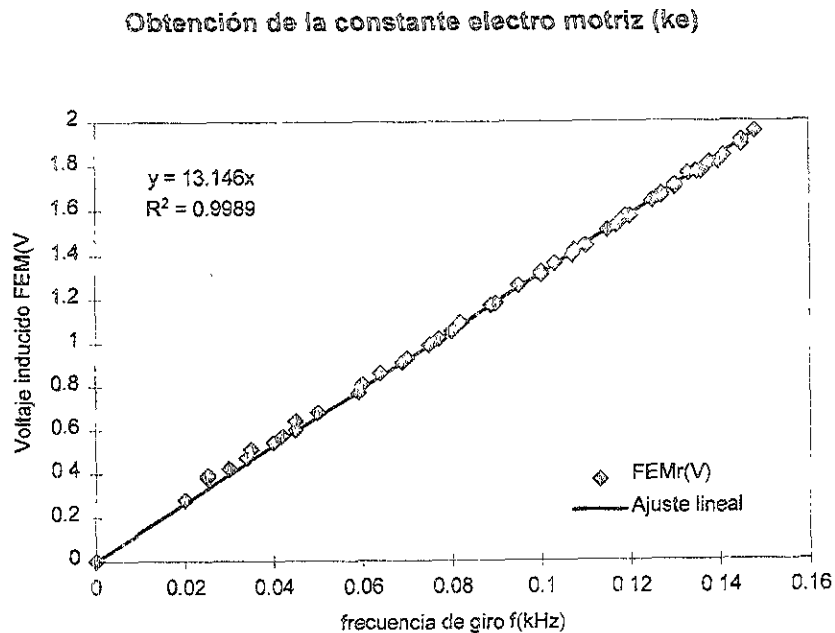
Así, se implementó el experimento como se muestra en la figura 3.6, midiendo la velocidad de la flecha o su frecuencia de giro  $f$ (kHz) y el voltaje generado en las terminales del motor FEM(V) :



**Fig. 3.6**  
experimento para la  
obtención de la  
constante  
electromotriz ( $k_e$ )

Así, los resultados obtenidos, se observan en la figura 3.7 : (ver Apéndice 1 para detalles)

Fig. 3.7 Obtención de la constante electromotriz ( $k_e$ )



Como se puede ver el sistema se comporta con una tendencia totalmente lineal, ya que el factor de correlación es  $R^2=0.9989$  por lo que se puede decir que la constante electromotriz ( $k_e$ ) del motor es :

$$k_e = 13.146 \text{ (V/kHz)}$$

pero para nosotros es más útil en términos de velocidad angular  $\omega$ (rad/s), sabemos que un giro por segundo equivale a  $2\pi$  radianes por segundo, por lo que realizando la conversión tenemos que :

$$k_e = 2.092E-03 \text{ (V·s/rad)}$$

#### Obtención de la Resistencia de armadura ( $R_a$ )

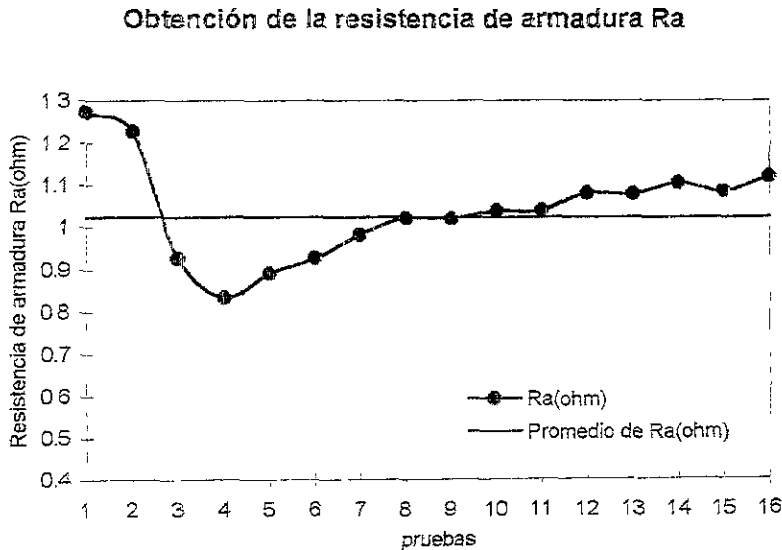
La prueba eléctrica de la resistencia de armadura ( $R_a$ ), consistió en realizar las mediciones de la corriente eléctrica, el voltaje suministrado, y la velocidad de rotación, de tal manera que utilizando las ecuaciones e3.4, e3.5 y e3.6 del modelado del motor y considerando que el cambio en la corriente de armadura es cero, tenemos que :

**CAPÍTULO 3**  
**MODELADO DEL SISTEMA**

$$Ra = \frac{Vm - ke \cdot \omega}{i_a}$$
$$\text{si } \frac{di_a}{dt} = 0$$

Para asegurarnos que el cambio en la corriente de armadura es cero, se esperó a que se alcanzara el estado permanente al hacer la medición de la corriente.

Realizando varios experimentos (Ver Apéndice 1 para detalles) se pudo obtener el valor promedio de la resistencia de armadura ( $R_a$ ), los resultados de la experimentación se pueden ver en la siguiente gráfica (fig. 3.8):



*Fig. 3.8* Obtención de la resistencia de armadura ( $R_a$ )

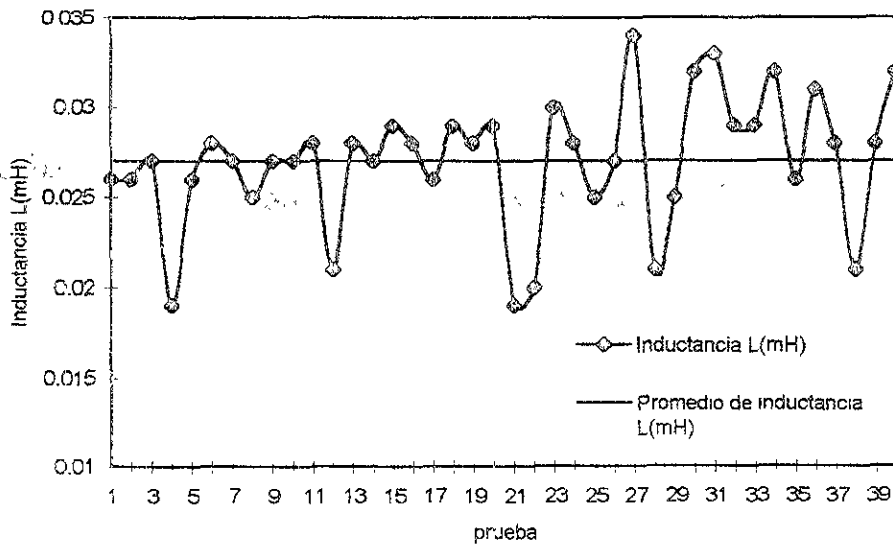
El valor promedio de la resistencia de armadura es :

$$Ra = 1.023 (\Omega)$$

Obtención de la Inductancia (L)

De manera similar, la prueba eléctrica de la inductancia del embobinado (L) consistió en la medición de la misma por medio de un multímetro digital, obteniendo los siguientes resultados que se pueden ver en la figura 3.9 (ver Apéndice 1 para detalles):

Obtención de la inductancia L



El valor promedio de la inductancia (L) es

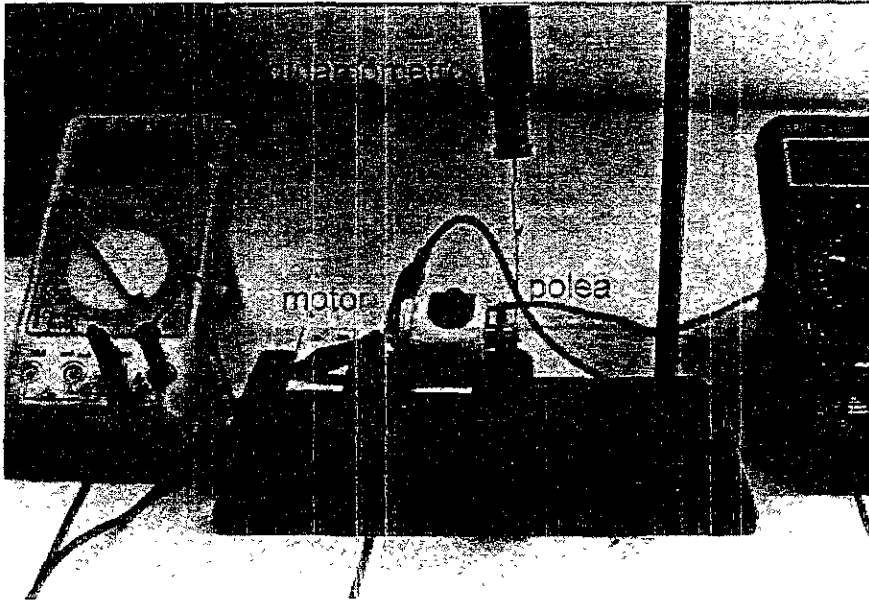
$$L = 0.0270 \text{ (mH)}$$

Obtención de la constante de armadura (ka)

La última prueba eléctrica que se le realizó al motor fue la obtención de la constante de armadura (ka). Se bloquea el rotor, de manera que no exista voltaje inducido, y se mide el par generado, así como la corriente demandada, de acuerdo con la ecuación e3.2.

El par generado se mide por medio de un dinamómetro el cual se encuentra acoplado a un disco colocado en el eje del rotor, como se muestra en la figura 3.10

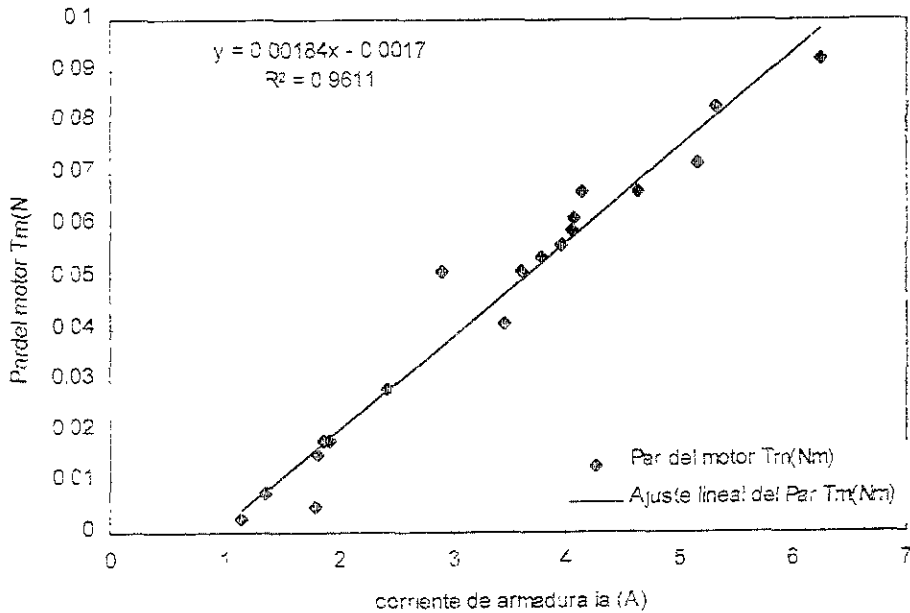
**CAPÍTULO 3**  
**MODELADO DEL SISTEMA**



**Fig. 3.10**  
 experimento para la  
 obtención de la  
 constante de  
 armadura ( $k_a$ )

Los resultados fueron los siguientes :

Obtención de la constante de armadura  $k_a$



**Fig. 3.11** Obtención  
 de la constante de  
 armadura ( $k_a$ )

Como se puede observar en la gráfica (fig. 3.11), la relación que existe entre el par del motor  $T_m$  y la corriente de armadura  $i_a$  es muy lineal ya que el coeficiente de correlación  $R^2=0.9611$ . En la gráfica existe un corrimiento de la línea Par-corriente hacia abajo, pero esto puede ser debido a que el rotor se encuentra estático y bajo la influencia del campo magnético permanente de los imanes del mismo, sin embargo, cuando el rotor se encuentra girando, este efecto no sucede.

El valor de la constante de armadura  $k_a$  es :

$$k_a = 1.84E-03 \text{ (N}\cdot\text{m/A)}$$

#### Obtención de la eficiencia del motor

Como se mencionó anteriormente, la eficiencia del motor se encuentra como :

$$\eta = \frac{k_a}{k_e}$$

y si  $k_a=1.84e-3(\text{N}\cdot\text{m/A})$  y  $k_e = 2.092E-03 \text{ (V}\cdot\text{s/rad)}$ , entonces,  $\eta = 0.8795$ , y las unidades quedan :  $(\text{N}\cdot\text{m/V}\cdot\text{s}\cdot\text{A}) \quad (\text{N}\cdot\text{m})=(\text{J}) ;$   
 $(\text{V}\cdot\text{s}\cdot\text{A})=(\text{W}\cdot\text{s}) ; (\text{W}\cdot\text{s})=(\text{J})$ , por lo que es adimensional.

$$\eta = 0.8795$$

#### **Parámetros Mecánicos**

Con los resultados anteriores, se completa la obtención de los parámetros eléctricos del motor de corriente directa, pero faltan ciertas variables "mecánicas" como el momento de inercia o la fricción viscosa rotacional. Estas variables se pueden obtener sólo para el motor, pero no hay que olvidar que el motor se encuentra acoplado a un tacogenerador y a una caja de reducción, por lo que resulta mucho más conveniente encontrar los valores de los momentos de inercia y las fricciones viscosas rotacionales relacionadas con todo el sistema.



## CAPÍTULO 3

### MODELADO DEL SISTEMA

---

Para poder encontrar estos valores, es necesario primero realizar el modelado del generador y de la caja de reducción.

#### El generador

Un generador brinda un voltaje en sus terminales, cuando le es suministrando un par a su flecha, y ésta gira debido a ese par, por lo que puede ser utilizado para obtener la información de velocidad de rotación de la flecha del mismo.

Recordemos la figura 3.3, el circuito eléctrico del motor, y las ecuaciones e3.2, e3.4, e3.5, y e3.6, que modelan matemáticamente a éste circuito eléctrico.

$$V_r = R_a \cdot i_a \quad \dots e3.4$$

$$V_l = L \cdot \left( \frac{di_a}{dt} \right) \quad \dots e3.5$$

$$FEM = k_e \cdot \omega \quad \dots e3.2$$

$$V_m = V_r + V_l + FEM \quad \dots e3.6$$

Si en vez de suministrársele un voltaje a las terminales del motor, se deja en circuito abierto y se le suministra un par en su flecha, se logrará que el motor funcione como generador.

Es decir, si el circuito se encuentra abierto en las terminales del motor, no existirá corriente de armadura,  $i_a = 0$ , por lo que tampoco existirá su cambio con el tiempo, es decir  $di_a / dt = 0$ , causando que la ecuación e3.6 quede como :

$$V_m = k_e \cdot \omega$$

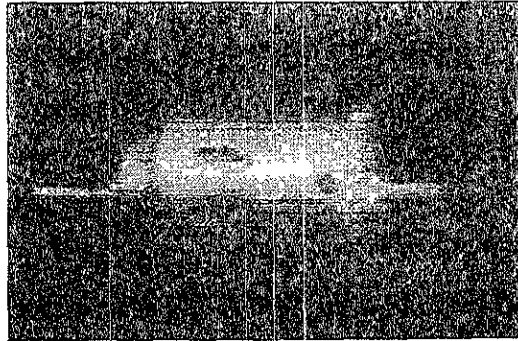
Entonces, el voltaje que se presenta en las terminales del generador es el voltaje generado, por lo que podemos escribir :

$$V_g = k_{e_g} \cdot \omega \quad \dots e3.11$$

Para encontrar el valor de la constante  $k_{e_g}$ , se le suministra al motor un par por su flecha, y se mide el voltaje generado en las terminales, de igual manera que se realizó la prueba de la obtención de la constante electromotriz del motor principal.

El motor - generador se puede observar en la figura 3.12:

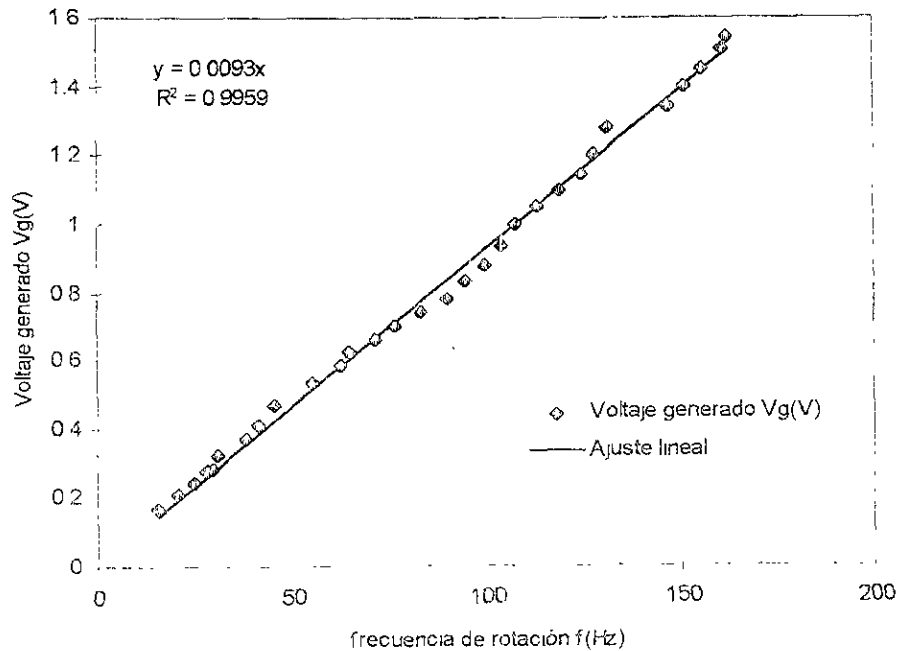
Fig. 3.12 el generador del sistema



los resultados de la prueba se pueden observar en la gráfica de la figura 3.13 (ver Anexo 1 para detalles) :

Obtención de la constante del generador keg

Fig. 3.13 obtención de la constante del generador keg



## CAPÍTULO 3

### MODELADO DEL SISTEMA

Como se puede ver el sistema se comporta con una tendencia totalmente lineal, ya que el factor de correlación es  $R^2=0.9959$  por lo que se puede decir que la constante de generación ( $ke_g$ ) es :

$$ke_g = 0.3093 \text{ (V/Hz)}$$

pero para nosotros es más útil en términos de velocidad angular  $\omega$ (rad/s), sabemos que un giro por segundo equivale a  $2\pi$  radianes por segundo, por lo que realizando la conversión tenemos que :

$$ke_g = 1.4801e-3 \text{ (V·s/rad)}$$

*Diagrama de flujo de datos*

Ahora realizaremos el modelado de la caja de reducción en estado permanente, para determinar cual es la reducción de cada etapa. La caja de reducción utilizada se ve en la figura 3.14

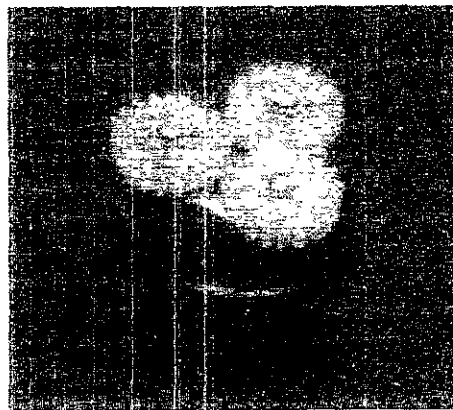
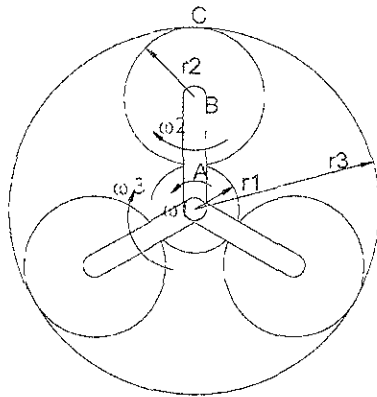


Fig. 3.14 caja de reducción con engranes planetarios

#### Análisis Cinemático

En la figura 3.15 se muestra un esquema de la caja de reducción, así como también se muestran algunas variables importantes como .

Fig. 3.15 esquema de la caja de reducción



$r_1$  es el radio del piñón,  $\omega_1$  es la velocidad angular del piñón,  $r_2$  es el radio del engrane planetario, así como  $\omega_2$  es la velocidad angular del mismo ;  $r_3$  es el radio de la corona y  $\omega_3$  es la velocidad del brazo que une a los engranes planetarios. Los puntos A y C son puntos de contacto entre el piñón y un engrane planetario y de la corona y un

engrane planetario respectivamente, el punto B es el centro de un engrane planetario.

Observando la figura 3.15, nos damos cuenta que :

$$r_3 = r_1 + 2 r_2$$

Las velocidades lineales en los puntos A, B y C son :

$$v_A = \omega_1 \cdot r_1$$

$$v_B = \omega_3 \cdot (r_1 + r_2)$$

$$v_C = 0$$

también sabemos que las velocidades lineales son :

$$v_A = v_B + v_{A/B}$$

$$v_{A/B} = \omega_2 \cdot r_2$$

$$v_C = v_B - v_{C/B}$$

$$v_{C/B} = \omega_2 \cdot r_2$$

Uniéndolo todas las ecuaciones anteriores tenemos que :

$$\omega_1 \cdot r_1 = \omega_3 \cdot (r_1 + r_2) + \omega_2 \cdot r_2 \quad \dots e3.12$$

$$0 = \omega_3 \cdot (r_1 + r_2) - \omega_2 \cdot r_2 \quad \dots e3.13$$

sumando las ecuaciones e3.12 y e3.13 se tiene :

## CAPÍTULO 3

### MODELADO DEL SISTEMA

---

$$\omega_1 \cdot r_1 = 2 \cdot \omega_3 \cdot (r_1 + r_2)$$

$$\therefore \omega_3 = \frac{\omega_1 \cdot r_1}{2 \cdot (r_1 + r_2)}$$

de la ecuación e3.13 y de lo anterior:

$$\omega_2 \cdot r_2 = \omega_3 \cdot (r_1 + r_2)$$

$$\omega_2 = \frac{\omega_3 \cdot (r_1 + r_2)}{r_2}$$

$$\therefore \omega_2 = \frac{\omega_1 \cdot r_1}{2 \cdot r_2}$$

Así, podemos conocer ambas velocidades angulares, en función de la velocidad del piñón, es decir :

$$\omega_2 = \frac{\omega_1 \cdot r_1}{2 \cdot r_2} \quad \dots e3.14$$

$$\omega_3 = \frac{\omega_1 \cdot r_1}{2 \cdot (r_1 + r_2)} \quad \dots e3.15$$

Podemos definir al factor de reducción (fr) a :

$$fr = \frac{r_1}{2 \cdot (r_1 + r_2)}$$

así,

$$\omega_3 = \omega_1 \cdot fr \quad \dots e3.16$$

Como se puede ver en la figura 3.14, la caja de reducción consta de 2 etapas, y debido a que la velocidad angular del piñón de la segunda etapa es igual a la velocidad  $\omega_3$  de la primera etapa, la reducción final será :

$$\omega_{\text{salida}} = \omega_1 \cdot fr^2 \quad \dots e3.17$$

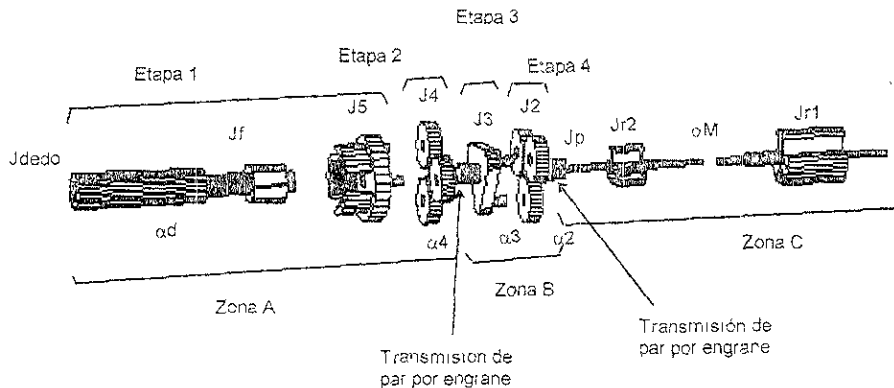
Ahora, si medimos tanto el piñón como el engrane planetario, nos damos cuenta que :  $r_1=2.115(\text{mm})$  y  $r_2=6.35(\text{mm})$ , así,  $fr^2$  tiene un valor de  $fr^2=1.5606547e-2$ , entonces, la reducción es de 60 :1

reducción de la caja 60 :1

**Análisis Dinámico**

El análisis dinámico comprende lo relacionado a los momentos de inercia presentes en la caja de reducción, y que se reflejan en el eje del motor.

**Fig. 3.16** modelado dinámico de la caja de reducción



En la figura 3.16 se puede observar un esquema de la caja de reducción, así como de los rotores tanto del generador como del motor.

Así pues, Jr1 y Jr2 son los momentos de inercia del rotor del motor y del rotor del generador respectivamente, Jp es el momento de inercia del piñón que une al generador con la caja, J2 es el momento de inercia de cada uno de los engranes planetarios de la etapa 4 (tres engranes), J3 es el momento de inercia del brazo que une a los engranes planetarios etapa3, J4 y J5 son los momentos de inercia de los engranes planetarios y de el brazo que los une en las etapas 2 y 1 respectivamente. Jf y Jdedo son las inercias de la flecha de la caja y del dedo o la articulación que se pretende mover.

También se muestran las aceleraciones angulares, como  $\alpha_M$ , que es la velocidad angular del motor, del generador y del piñón, ya que los tres se encuentran acoplados directamente. Las demás aceleraciones angulares,  $\alpha_2$ ,  $\alpha_4$ ,  $\alpha_3$ ,  $\alpha_5$  y  $\alpha_d$  son las aceleraciones angulares de los engranes planetarios (respecto a su eje de giro), de los brazos que soportan a los engranes planetarios y de el dedo respectivamente.

## CAPÍTULO 3

### MODELADO DEL SISTEMA

---

Para empezar el análisis, primero tenemos que familiarizarnos con el concepto de "Inercia reflejada".

#### Inercia reflejada

Partiendo de la ecuación de la potencia transmitida por una flecha, tenemos que :

$$\dot{W} = T\omega$$

en donde  $\dot{W}$  es la potencia transmitida por la flecha,  $T$  es el par o torque que se transmite y  $\omega$  es la velocidad angular a la que se da lugar la transmisión de par.

Si suponemos que no existen pérdidas en una transmisión de engranes, la potencia transmitida por un engrane es igual a la potencia recibida, es decir :

$$\dot{W}_{entregada} = \dot{W}_{recibida}$$

es decir

$$T_1\omega_1 = T_2\omega_2$$

por lo que la relación de torque es :

$$T_1 = T_2 \frac{\omega_2}{\omega_1}$$

ahora, si recordamos la ecuación e3.16, la relación entre velocidades angulares es también el factor de reducción ( $fr$ )<sup>1</sup>. Así, tenemos que :

$$T_1 = T_2 \cdot fr \quad \dots e3.18$$

Lo anterior sucede cuando la caja se encuentra girando en estado permanente, es decir, cuando no existe variación de la velocidad angular con respecto al tiempo ( $\alpha=0$ ), pero cuando esta variación sí

---

<sup>1</sup> En éste caso,  $fr$  no es el mismo de la ecuación e3.16, sino que es la reducción que existe

entre los engranes, por lo que si se trata de un engranaje simple,  $fr = \frac{r_1}{r_2}$ , donde  $r_1$  es el radio del engrane menor y  $r_2$  el radio del engrane mayor.

existe, las cosas cambian un poco, ya que se necesita un torque para acelerar a la inercia de los engranes, por lo que :

$$\begin{aligned}T_1 &= \alpha_1 \cdot J_1 \\T_2 &= \alpha_2 \cdot J_2 \\ \therefore T_1 &= \alpha_2 \cdot J_2 \cdot fr\end{aligned}$$

de la misma ecuación e3.16, se deduce que :

$$\alpha_2 = \alpha_1 \cdot fr$$

ya que fr se mantiene constante en el tiempo ; si tomamos en cuenta todas las ecuaciones anteriores tenemos :

$$\begin{aligned}\alpha_1 \cdot J_{eq} &= \alpha_2 \cdot J_2 \cdot fr \\ \therefore J_{eq} &= \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \cdot J_2 \cdot fr \\ J_{eq} &= J_2 \cdot fr^2\end{aligned}$$

lo anterior significa que cuando existe un cambio de velocidad en la transmisión de potencia, el momento de inercia que siente la flecha uno (además del suyo) es la inercia de la flecha dos pero "reflejada" por los engranes, haciéndola mas pequeña.

Regresando a el modelado dinámico de la caja de reducción, tenemos que los torques para acelerar los momentos de inercia son :

ETAPA 1 :

$$T_{E1} = (J_{dedo} + J_f + J_5 + J_{4/5}) \cdot \alpha_d$$

donde  $J_{4/5}$  es la inercia de los tres engranes referidas al eje de giro de la flecha de la caja.

ETAPA 2 :

$$T_{E2} = 3 \cdot J_4 \cdot \alpha_4$$

el tres en la ecuación anterior es debido a que existen tres engranes planetarios.



## CAPÍTULO 3

### MODELADO DEL SISTEMA

ETAPA 3 :

$$T_{E3} = (J3 + J_{2/3}) \cdot \alpha_3$$

ETAPA 4 :

$$T_{E4} = 3 \cdot J2 \cdot \alpha_2$$

ZONA C :

$$T_{motor} = (Jp + Jr1 + Jr2 + Jeq) \cdot \alpha_M \quad \dots e3.19$$

en donde  $Jeq$  es el momento de inercia reflejado del dedo y de toda la caja.

El análisis de los torques en zonas es el siguiente :

Zona A :

$$T_{ZA} = T_{E1} + T_{E2}$$

$$T_{ZA} = (J_{dedo} + Jf + J5 + J_{4/5}) \cdot \alpha_d + 3 \cdot J4 \cdot \alpha_4$$

reflejando  $T_{ZA}$  en la Zona B debido a que existe la transmisión del torque por los engranes planetarios :

$$T_{ZAR} = k \cdot T_{ZA}$$

en donde  $k$  no es nada mas que  $(r1/r2) = fr$  (ec3.18)

Los torques en la Zona B son :

$$T_{ZB} = T_{E3} + T_{E4} + T_{ZAR}$$

$$T_{ZB} = (J3 + J_{2/3}) \cdot \alpha_3 + 3 \cdot J2 \cdot \alpha_2 + k \cdot [(J_{dedo} + Jf + J5 + J_{4/5}) \cdot \alpha_d + 3 \cdot J4 \cdot \alpha_4]$$

de igual manera que el caso anterior, reflejando los torques de la Zona B a la Zona C, tenemos que :

$$T_{ZBR} = k \cdot T_{ZB}$$

por lo que los torques en la Zona C quedan :

$$T_{\text{motor}} = (J_p + J_{r1} + J_{r2}) \cdot \alpha_M + T_{zB}R$$

$$T_{\text{motor}} = (J_p + J_{r1} + J_{r2}) \cdot \alpha_M + k \cdot ((J_3 + J_{2/3}) \cdot \alpha_3 + 3 \cdot J_2 \cdot \alpha_2 +$$

$$+ k \cdot [(J_{\text{dedo}} + J_f + J_5 + J_{4/5}) \cdot \alpha_d + 3 \cdot J_4 \cdot \alpha_4])$$

tomando en cuenta la ecuación e3.19, tenemos que :

$$J_{\text{eq}} \cdot \alpha_M = k \cdot ((J_3 + J_{2/3}) \cdot \alpha_3 + 3 \cdot J_2 \cdot \alpha_2 +$$

$$+ k \cdot [(J_{\text{dedo}} + J_f + J_5 + J_{4/5}) \cdot \alpha_d + 3 \cdot J_4 \cdot \alpha_4])$$

...e3.20

recordando las ecuaciones e3.14 y e3.15, tenemos que :

$$\omega_2 = \frac{\omega_1 \cdot r_1}{2 \cdot r_2} \quad \dots e3.14$$

$$\omega_3 = \frac{\omega_1 \cdot r_1}{2 \cdot (r_1 + r_2)} \quad \dots e3.15$$

por lo que se puede escribir como :

$$\alpha_2 = A \cdot \alpha_M$$

$$\alpha_3 = B \cdot \alpha_M$$

donde A y B son las constantes de las ecuaciones e3.14 y e3.15, y así también :

$$\alpha_4 = A \cdot \alpha_3$$

$$\alpha_d = B \cdot \alpha_3$$

por lo que :

$$\alpha_4 = A \cdot B \cdot \alpha_M$$

$$\alpha_d = B^2 \cdot \alpha_M$$

si sustituimos las ecuaciones anteriores en la ecuación e3.20, y además dividimos todo entre  $\alpha_d$ , tenemos que :

## CAPÍTULO 3

### MODELADO DEL SISTEMA

---

$$J_{eq} = k \cdot ((J_3 + J_{2/3}) \cdot B + 3 \cdot J_2 \cdot A + \\ + k \cdot [(J_{dedo} + J_f + J_5 + J_{4/5}) \cdot B^2 + 3 \cdot J_4 \cdot A \cdot B])$$

por lo que el momento en el motor es :

$$T_{motor} = (J_p + J_{r1} + J_{r2}) \cdot \alpha_M + J_{eq} \cdot \alpha_M \\ T_{motor} = (J_p + J_{r1} + J_{r2} + J_{eq}) \cdot \alpha_M$$

y también podemos escribir que :

$$T_{motor} = J \cdot \alpha_M$$

entonces :

$$J = J_p + J_{r1} + J_{r2} + k \cdot ((J_3 + J_{2/3}) \cdot B + 3 \cdot J_2 \cdot A + \\ + k \cdot [(J_{dedo} + J_f + J_5 + J_{4/5}) \cdot B^2 + 3 \cdot J_4 \cdot A \cdot B]) \\ \dots e3.21$$

La ecuación anterior nos sirve para obtener el momento de inercia que actúa directamente sobre el eje del motor, por lo que es el término que aparece en la ecuación de transferencia del motor (e3.10)

Como se puede ver, en la ecuación e3.21 existe un parámetro - $J_{dedo}$ - ya que para los distintos dedos del manipulador antropomórfico, los valores de los momentos de inercia pueden cambiar dependiendo de la parte del dedo (falange distal, media o proximal) y del eje de giro del mismo.

Si consideramos que el momento de inercia del dedo es cero, es decir que no se encuentra ningún dedo acoplado al sistema, se puede calcular el momento de inercia que se presenta en el eje del motor ; basta calcular cada uno de los momentos de inercia que se presentan en la ecuación e3.21. Debido a que se realizó el modelado de sólidos con ayuda de un programa de computación, CAD-Key, fue muy sencillo encontrar estos valores (Ver Apéndice 2 para mayores detalles)

Así, el momento de inercia en el eje del motor es :

$$J = 5.553e-7 \text{ (kg}\cdot\text{m}^2)$$

Los momentos de inercia de los dedos, se encuentran en el Apéndice 2, así como también los momentos de inercia que afectan al motor en cada caso.

### Método del tiempo de respuesta

Aunque ya se resolvió el problema de los momentos de inercia, falta aún determinar cual es el valor de la fricción viscosa rotacional que afecta al motor.

Esta fricción viscosa, se debe a que existen partes lubricadas en el sistema, como los cojinetes del motor o del generador, así como también los engranes de la caja de reducción.

Ahora, tanto el momento de inercia como la fricción viscosa rotacional ( $J$  y  $b$ ) aparecen en la ecuación de transferencia del motor (e3.10)

$$T_m(s) = \frac{\Omega(s)}{V_m(s)} = \frac{k_a}{s^2 \cdot (L \cdot J) + s \cdot (R_a \cdot J + L \cdot b) + R_a \cdot b + k_a \cdot k_e} \quad \dots e3.10$$

Si nos damos cuenta, el valor de la inductancia  $L = 0.0270$  (mH) y el valor de el momento de inercia  $J = 5.553e-7$  (kg·m<sup>2</sup>) son muy pequeños en comparación con los demás valores, y su multiplicación es aún mas pequeña, para aplicar este método, podemos suponer que el valor de la multiplicación de el momento de inercia y de la inductancia del motor tiende a cero, es decir :

$$L \cdot J \rightarrow 0$$

por lo que la ecuación de transferencia para aplicar el método queda :

$$T_{\text{metodo}}(s) = \frac{\Omega(s)}{V_m(s)} = \frac{k_a}{s \cdot (R_a \cdot J + L \cdot b) + R_a \cdot b + k_a \cdot k_e}$$

## CAPÍTULO 3

### MODELADO DEL SISTEMA

como se puede ver, se trata de una ecuación de transferencia de un sistema de primer orden, cuya respuesta a un escalón, es decir la respuesta que el sistema presenta al ser excitado de una manera inmediata y constante (p.ej., energizar el sistema en un instante, o mejor dicho prender la alimentación de voltaje). En esta prueba se encuentra el "tiempo de respuesta" del sistema, el cual es el tiempo en el que el sistema alcanza el 66.6% del valor en estado permanente.

La respuesta al escalón en un sistema de primer orden, se muestra en la figura 3.17

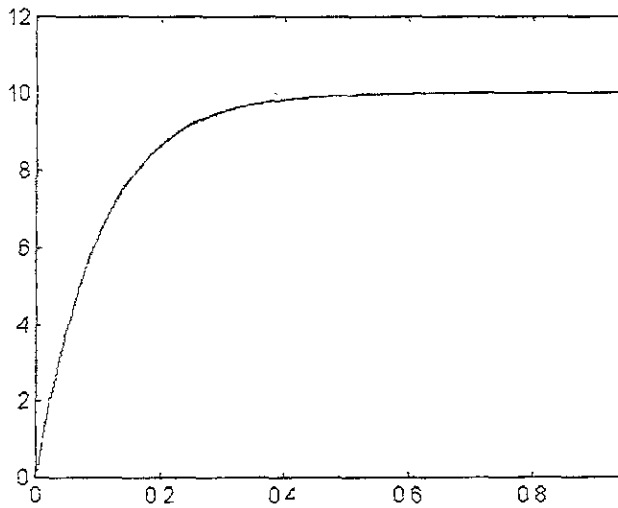


Fig. 3.17 respuesta de un sistema de primer orden a el escalón

La ecuación de transferencia simplificada se puede escribir como :

$$T(s) = \frac{\Omega(s)}{V(s)} = \frac{K}{s + \frac{1}{\tau}} \quad \dots e3.22$$

En donde  $\tau$ , es el tiempo de respuesta del sistema, o el tiempo en el que sistema alcanza el 66.66% de su valor final (ver fig. 3.17), para nuestro caso, los valores de  $K$  y de  $\tau$  son :

$$K = \frac{ka}{(Ra \cdot J + L \cdot b)} \quad \dots e3.23$$

$$\tau = \frac{Ra \cdot J + L \cdot b}{(Ra \cdot b + ka \cdot ke)} \quad \dots e3.24$$

Regresando a la ecuación de transferencia simplificada, e3.22, si es excitada con un escalón de voltaje  $V_e$ , tenemos que la respuesta en el dominio del tiempo es :

$$\omega(t) = \tau \cdot K \cdot V_e \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

$$\Psi = \tau \cdot K \cdot V_e$$

asi:

$$\omega(t) = \Psi \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

si conectamos la salida del generador acoplado al sistema, a un osciloscopio, podemos medir tanto el tiempo de respuesta  $\tau$  como el valor de la ganancia final  $\Psi$ . El valor de  $\Psi$  medido es un voltaje, ya que es generado por el generador, y el valor que nosotros necesitamos es de velocidad angular, pero conocemos la constante del generador, por lo que, todo queda en función del voltaje medido en el osciloscopio  $V_m$  :

$$\Psi = \frac{V_m}{ke_g} = \tau \cdot K \cdot V_e$$

por lo que entonces, tenemos que :

$$K = \frac{V_m}{ke_g \cdot \tau \cdot V_e}$$

$$K \cdot \tau = \frac{V_m}{ke_g \cdot V_e}$$

de lo anterior, y de las ecuaciones e3.23 y e3.24, tenemos que :

$$K \cdot \tau = \frac{k_a}{Ra \cdot b + k_a \cdot k_e} = \frac{V_m}{k_{e_g} \cdot V_e}$$

así :

$$b = \frac{k_a}{Ra} \cdot \left[ \frac{k_{e_g} \cdot V_e}{V_m} - k_e \right] \dots e3.25$$

$$J = \frac{\tau \cdot (Ra \cdot b + k_a \cdot k_e) - L \cdot b}{Ra} \dots e3.26$$

Obtención de la fricción viscosa rotacional y el momento de inercia por medio del método del tiempo de respuesta

Se realizaron pruebas, conectando el generador del sistema a un osciloscopio, y excitándolo con un escalón de un voltaje determinado  $V_e$ , y así, encontrar los valores de  $V_m$  y  $\tau$  (tiempo en el cual se tiene  $0.666 \cdot V_m$ ). En la figura 3.18, se puede observar una prueba típica del método de tiempo de respuesta.

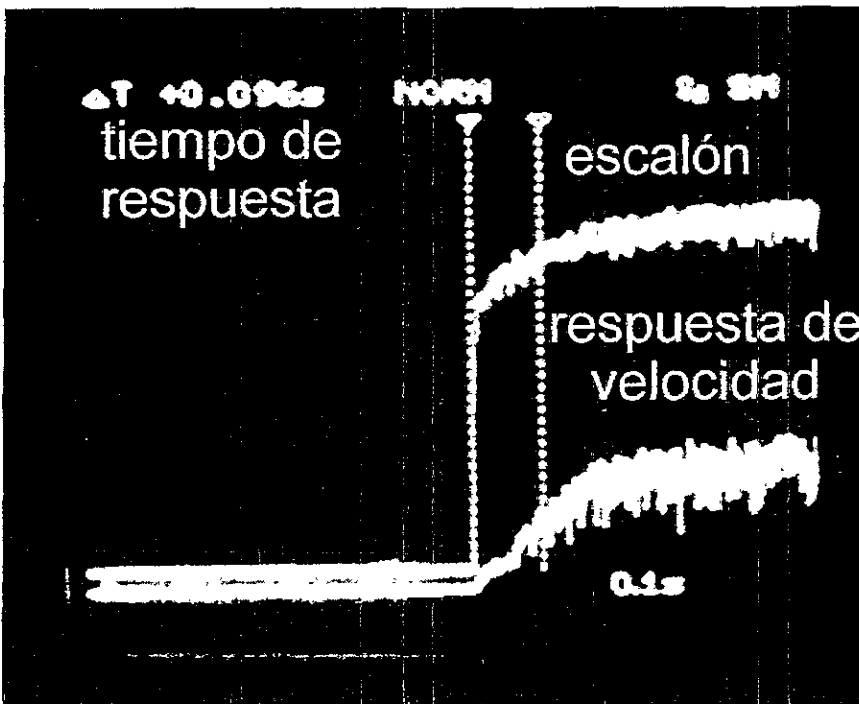
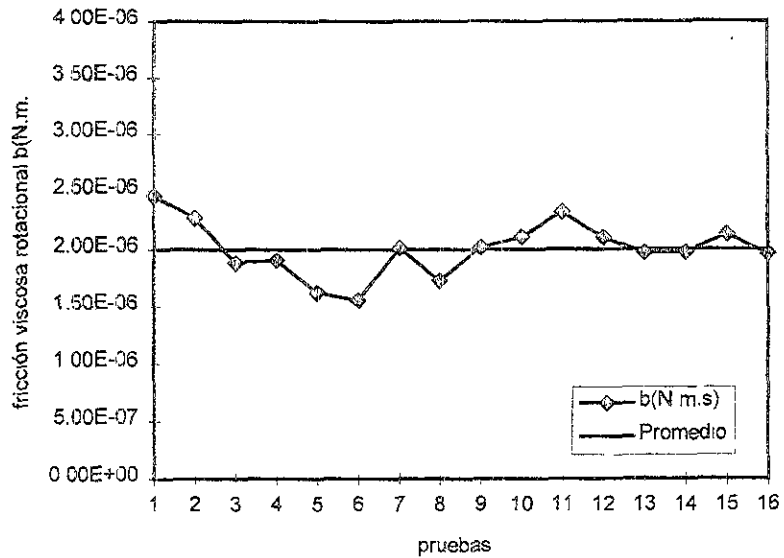


Fig. 3.18 prueba típica del método tiempo de respuesta

Lo obtenido mediante éste método fue lo siguiente (Ver Apéndice 3 para detalles)

para la fricción viscosa rotacional :

Obtención de la fricción viscosa rotacional (b)

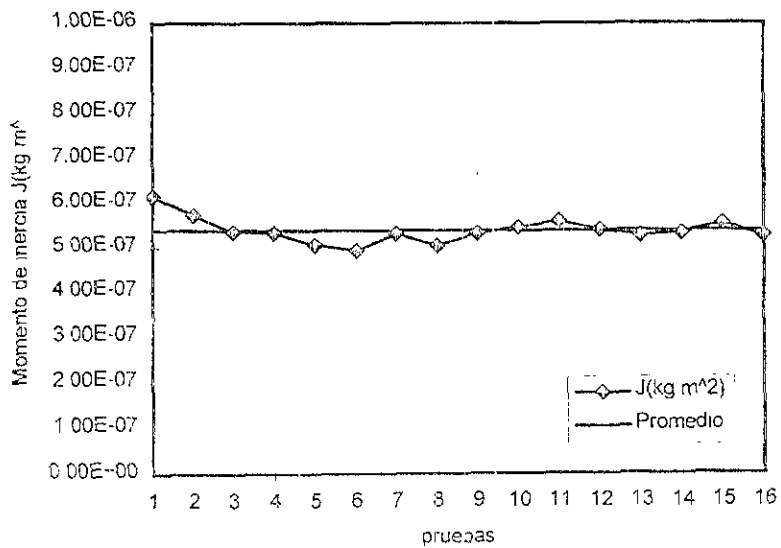


El valor promedio de la fricción viscosa rotacional es :

$$b = 1.9978E-06 \text{ (N}\cdot\text{m}\cdot\text{s)}$$

Para el momento de inercia :

Obtención del momento de inercia (J)



ig. 3.20 Obtención del momento de inercia (J)



Como se puede ver, el valor del momento de inercia es :

$$J = 5.37E-07 \text{ (kg}\cdot\text{m}^2)$$

El valor anterior, lo podemos comparar con el valor obtenido del modelado dinámico de la caja de reducción. Ambos valores, el teórico y el medido son muy parecidos, y el error relativo entre los dos valores es de **3.29(%)**, por lo que podemos considerar que el modelado matemático y las mediciones indirectas coinciden muy bien, ya que el error entre lo teórico y lo experimental es de menos del 5(%).

Así también podemos concluir que el valor de la fricción viscosa se aproxima bastante a la realidad y que el modelado del motor es confiable.

### **Sensor de posición angular**

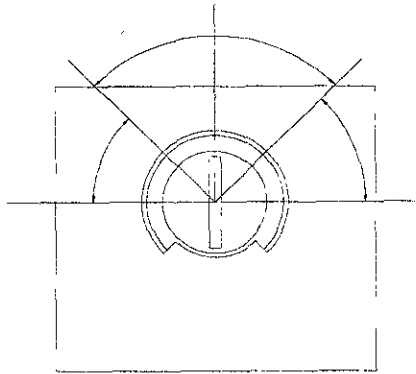
El sensor de posición angular es un sensor de tipo resistivo, el cual cambia el valor de su resistencia de acuerdo a el ángulo en el que se encuentre.

Debido a que la variación de la resistencia es lineal con respecto a la posición angular, la ecuación es muy simple :

$$R_s = k_s \cdot (\theta + \theta_{ref}) \quad \dots e3.27$$

en donde  $R_s$  es la resistencia del sensor,  $k_s$  es la constante de proporcionalidad,  $\theta$  es la posición angular del eje de la caja de reducción y  $\theta_{ref}$  es la posición angular de referencia que se quiera adoptar. Si se observa la figura 3.21, se puede observar como se pueden colocar las referencias :

Fig. 3.21 Sensor de  
posición angular :  
esquema



Tomando en cuenta que el sensor de posición sirve como divisor de voltaje, es decir, en sus dos terminales extremas se encuentra conectado a una fuente simétrica de voltaje, se obtendrá un voltaje cero cuando la pluma del sensor se encuentre exactamente a la mitad del recorrido entre las dos polarizaciones. Esto sucede cuando la referencia de  $\theta$  la colocamos exactamente a la mitad del recorrido del sensor (como se aprecia en la figura 3.21). Así, obtenemos un comportamiento lineal del sensor, cuya ecuación es :

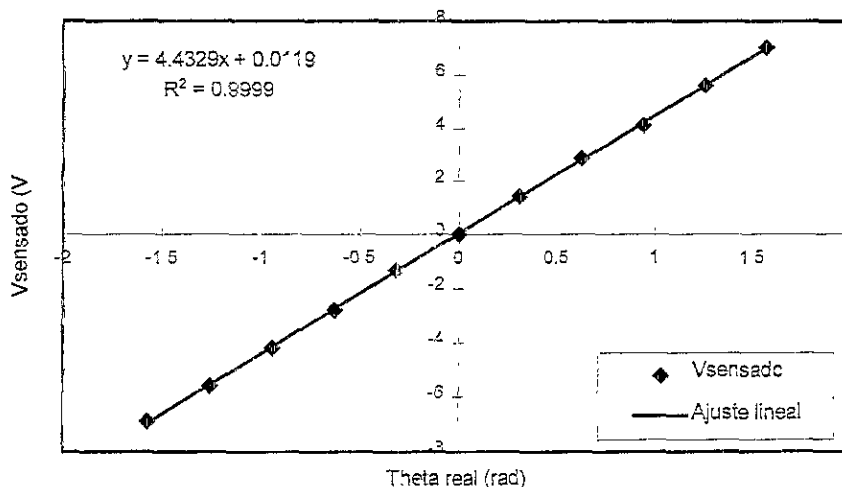
$$V_{\text{sensado}} = K_p \cdot \theta_{\text{real}} \quad \dots e3.28$$

A diferencia de la ecuación e3.27, la ecuación e3.28 nos muestra una manera más sencilla de modelar al sensor, pues las variables en esta ecuación están directamente relacionadas al modelado del sistema. Realizando las pruebas de medición de ángulo y de voltaje, se tiene que :

## CAPÍTULO 3

### MODELADO DEL SISTEMA

#### Obtención de la constante $K_p$



Como se puede ver, el valor de la constante  $K_p$  es :

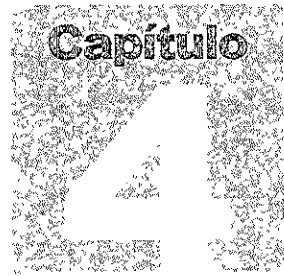
$$K_p = 4.4329 \text{ (V/rad)}$$

### Resumen de las constantes

A continuación, se muestra un resumen de todas las constantes de modelado encontradas en éste capítulo :

$$\begin{aligned} L &= 2.75e-5 \text{ (H)} \\ J &= 5.37e-7 \text{ (kg}\cdot\text{m}^2\text{)} \\ b &= 2.00e-6 \text{ (N}\cdot\text{m}\cdot\text{s/rad)} \\ R_a &= 1.023 \text{ (}\Omega\text{)} \\ k_e &= 2.092e-3 \text{ (V}\cdot\text{s/rad)} \\ k_a &= 1.84e-3 \text{ (N}\cdot\text{m/A)} \\ K_g &= 1.48e-3 \text{ (V}\cdot\text{s/rad)} \\ K_p &= 4.4329 \text{ (V/rad)} \\ K_{caja} &= 1.66e-2 \text{ (rad/rad) (1/60)} \end{aligned}$$

En el siguiente capítulo, se profundizará acerca de los diferentes tipos de controladores que existen, así como de su implementación para el sistema.



INSTRUMENTACIÓN DE UN MANIPULADOR  
ANTROPOMÓRFICO CAPAZ DE REPRODUCIR LOS  
MOVIMIENTOS DE LA MANO HUMANA UTILIZANDO UN  
MICROPROCESADOR 68HC11

Control del sistema

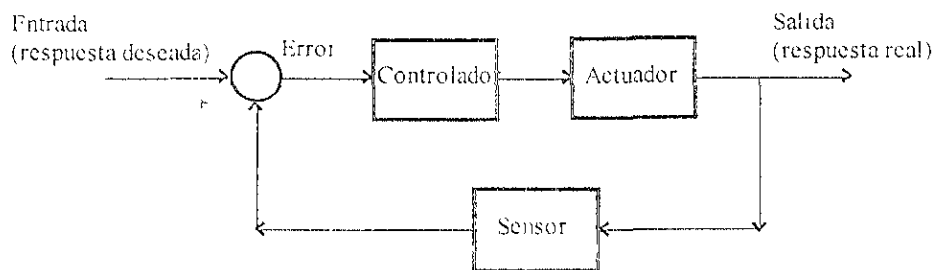
## Control del sistema

**E**n este capítulo se expone el diseño del controlador para cada uno de los actuadores, desde el punto de vista de la teoría clásica del control. Así mismo, se desarrolla una simulación de los actuadores con el fin de escoger el mejor esquema de control para el sistema, sin tener que fabricar cada una de las opciones. También se presenta el control maestro desde el microprocesador HC11 que controla cada uno de los controladores de los actuadores. Finalmente se proponen valores prácticos para el dispositivo de control de cada uno de los 13 actuadores.

### Control de los actuadores

El diagrama de bloques de la figura 4.1 nos muestra un típico sistema de control con realimentación.

Fig. 4.1 sistema de control con realimentación.



**CAPÍTULO 4**  
**CONTROL DEL SISTEMA**

Aquí, la posición deseada es la entrada, y la respuesta es la posición real del actuador. Un controlador y un amplificador son utilizados para gobernar al motor, el cual mueve una carga (p.ej. un sensor de velocidad, una caja de reducción y un dedo). El conocimiento de como se está moviendo el actuador es proporcionado por uno o mas sensores (p.ej. un tacómetro o un sensor óptico ; ver capítulo 2), y esta información es utilizada para producir una señal de error, la cual alimenta al controlador y al amplificador. Por razones que a continuación se mostrarán, un control típico de posición usa dos señales de sensado : posición y velocidad.

Recordando que la ecuación de transferencia del sistema es (ver capítulo 3) :

$$T_m(s) = \frac{\Omega(s)}{V_m(s)} = \frac{k_a}{s^2 \cdot (L \cdot J) + s \cdot (R_a \cdot J + L \cdot b) + R_a \cdot b + k_a \cdot k_e} \dots e4.1$$

podemos escribir un diagrama de bloques como el de la figura fig.4.1 pero tomando en cuenta 2 consideraciones : con y sin realimentación de la señal de velocidad.

**Sistema sin realimentación de velocidad**

En este caso, el diagrama de bloques queda :

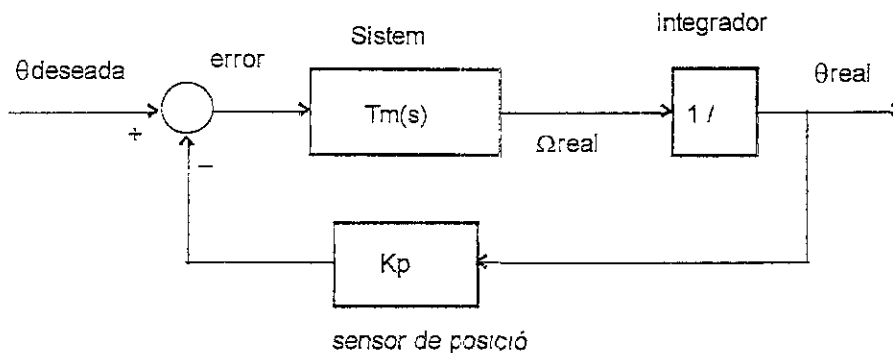


Fig. 4.2 sistema sin realimentación de velocidad.

tomando en cuenta que la ecuación e4.1 también puede ser escrita como :

$$T_m(s) = \frac{\Omega(s)}{V_m(s)} = \frac{ka}{(1+s\cdot\tau_1)\cdot(1+s\cdot\tau_2)}$$

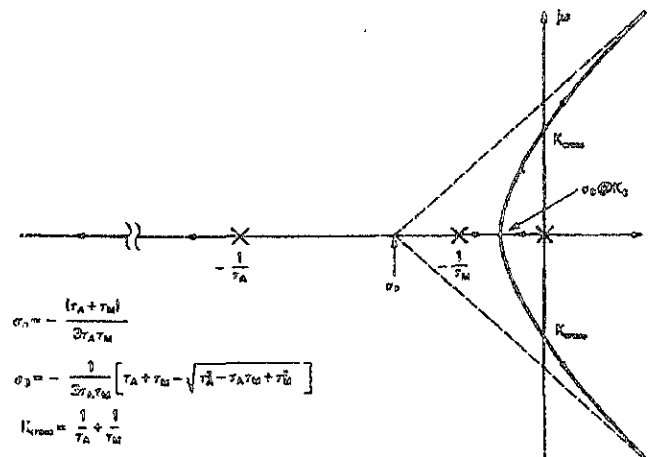
Realizando simplificaciones básicas, tenemos que la función de malla abierta es :

$$GH(s) = \frac{K_p \cdot ka}{s \cdot (1+s\cdot\tau_1) \cdot (1+s\cdot\tau_2)} \quad \dots e4.2$$

y si definimos a la constante de malla abierta K como  $K = K_p \cdot ka$ , podemos realizar el diagrama root-locus del sistema, para encontrar el valor de K que causa la inestabilidad del sistema.

Así :

Fig. 4.3 gráfica de root-locus del sistema sin realimentación de velocidad.



Utilizando técnicas estándar de análisis root-locus, se puede ver que el sistema se vuelve inestable cuando  $K > K_C$  (la ganancia de malla abierta para la cual las ramas del root-locus cruzan al eje complejo), es decir cuando los polos del sistema cerrado crecerán sin control.

También para K menor que  $K_C$  y mayor que  $K_B$  (la ganancia de malla abierta para la cual las ramas del root-locus se alejan del eje real), los polos de la función de transferencia de malla cerrada son

complejos conjugados (con parte real negativa), por lo que el sistema mostrará un comportamiento subamortiguado.

En la figura 4.4, se muestra el sistema sin realimentación de velocidad, excitado con una función escalón de valor  $\theta_d$ , y como claramente se puede ver, la respuesta del sistema es subamortiguada. Este tipo de respuesta no es muy deseable, ya que implica que la posición final del actuador tardará tiempo en alcanzar el estado permanente, por lo que no se obtendrán movimientos rápidos en el actuador.

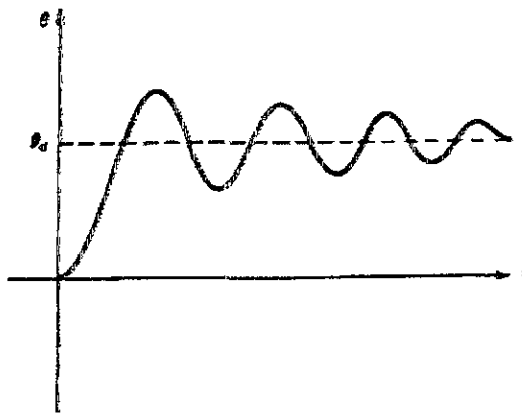


Fig. 4.4 respuesta escalón de un sistema sin realimentación de velocidad.

Independientemente de que el controlador no alcance la posición final en el tiempo mas corto, los esfuerzos inducidos en las partes mecánicas (debidos principalmente a las rápidas aceleraciones y desaceleraciones típicas de una respuesta subamortiguada) pueden alcanzar valores significativos capaces de deformar o fatigar algún componente del sistema.

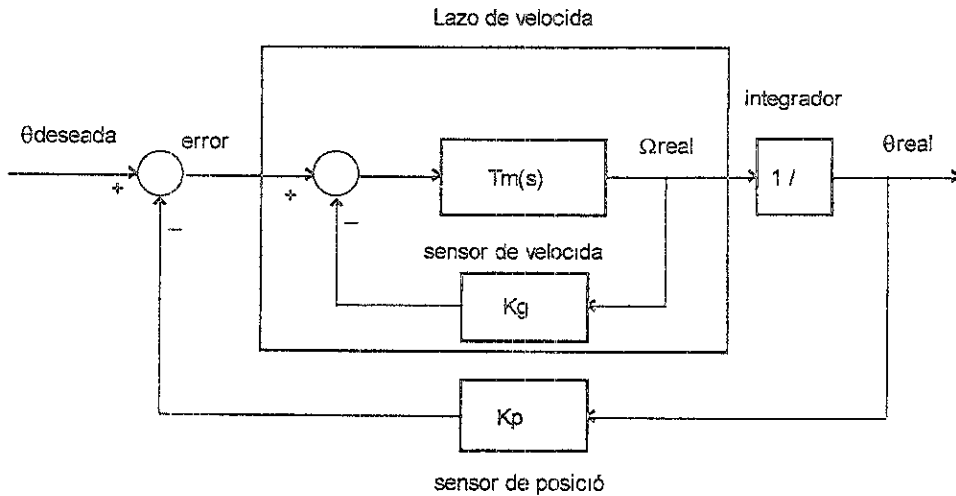
Para disminuir este efecto, es necesario amortiguar la respuesta, lo cual se puede lograr acoplado al eje del motor una amortiguación. Una cierta amortiguación es inherente a los componentes del sistema, y en algunos casos es suficiente para lograr una respuesta deseada. Sin embargo, cuando este no es el caso, se debe usar otra clase de amortiguación. Esta se obtiene de la fricción viscosa rotacional, la cual es proporcional a la velocidad angular, por lo que la realimentación de la velocidad es necesaria.

#### **Sistema con realimentación de velocidad**

En este caso, el diagrama de bloques queda :



Fig. 4.5 sistema con realimentación de velocidad.

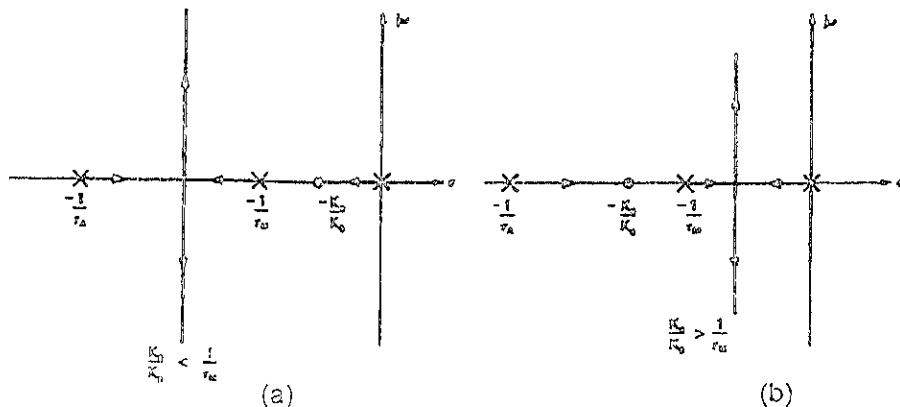


Utilizando técnicas de simplificación de bloques, tenemos que la función de transferencia de malla abierta del sistema con realimentación de velocidad y de posición es :

$$GH(s) = \frac{k_a \cdot (K_p + s \cdot K_g)}{s \cdot (1 + s \cdot \tau_1) \cdot (1 + s \cdot \tau_2)} \quad \dots e4.3$$

El implementar la realimentación de la velocidad causa que se agregue un cero en la función de transferencia de malla abierta (en  $s = -K_p/K_g$ ). Si definimos la ganancia de malla abierta como  $K = k_a \cdot K_p$ , el diagrama de root-locus para el sistema (graficado como función de  $K$ ), se muestra en la figura 4.6. Como se puede ver, el sistema es estable para todos los valores (positivos) de  $K$ .

Fig. 4.6 gráfica del root-locus del sistema con realimentación de velocidad.



## CAPÍTULO 4

### CONTROL DEL SISTEMA

Existen dos casos, cuando  $K_p/K_g < 1/\tau_1$  y cuando  $K_p/K_g > 1/\tau_1$ , en el último caso, existe un conjunto de polos dominantes, lo que físicamente significa que el polo que se encuentra en  $s = -1/\tau_2$  tiene muy poco efecto en el sistema<sup>1</sup>.

Si tomamos en cuenta el segundo caso, se puede aproximar el sistema por un sistema de segundo orden, es decir no consideramos que existe un polo en  $s = -1/\tau_2$ . Así, la función de transferencia queda :

$$T_m(s) = \frac{\Omega(s)}{V_m(s)} = \frac{ka / \tau_1}{s^2 + s \cdot (1 + K_g \cdot ka) / \tau_1 + ka \cdot K_p / \tau_1} \quad \dots e4.4$$

y es conocido que una ecuación de transferencia de segundo orden puede ser escrita en su forma general como :

$$T(s) = \frac{k \cdot \omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n^2 \cdot s + \omega_n^2}$$

donde  $\omega_n^2$  es la frecuencia natural de oscilación y  $\zeta$  es el coeficiente de amortiguación<sup>2</sup>. De la ecuación e4.4, se puede encontrar que :

$$\zeta = \frac{0.5 \cdot (1 + ka \cdot K_g)}{\sqrt{ka \cdot K_p \cdot \tau_1}}$$

La simplificación anterior (teórica), nos sirve para obtener claramente las siguientes conclusiones :

1. Mientras mas grande sea la realimentación de velocidad, es decir  $K_g$  se incrementa, más será la amortiguación del sistema. Entonces, el sistema se volverá menos subamortiguado si  $K_g$  se incrementa.
2. Mientras mas grande es la realimentación de la posición, es decir,  $K_p$  se incrementa, habrá menos amortiguación. Entonces, la respuesta se volverá mas subamortiguada si  $K_p$  se incrementa y viceversa.

<sup>1</sup> Siempre y cuando se encuentre muy alejado, es decir  $\tau_1 \gg \tau_2$  y si  $K_p/K_g > 1/\tau_1$ .

<sup>2</sup> La respuesta del sistema en función de  $\zeta$  es subamortiguada si  $0 < \zeta < 1$ , críticamente amortiguado si  $\zeta = 1$ , y sobreamortiguado si  $\zeta > 1$ .

Así se puede ver que la realimentación de la velocidad crea el efecto de hacer al sistema más estable y menos oscilatorio, por lo que es necesaria si se quiere tener muy buen control del actuador. Y además, mientras más pequeño es el valor de  $K_p$ , el sistema se mantendrá lejos de ser subamortiguado.

Considerando ahora que el sistema tendrá dos realimentaciones, la de velocidad y la de posición, podemos ver que sucede con el sistema. En diagrama de bloques de la figura 4.5 se muestra el sistema sin perturbaciones.

Debido a que la figura 4.5 representa al sistema sin perturbaciones, esta puede ser simplificada a la siguiente expresión, tomando en cuenta que la función de transferencia  $T_m$  es la ecuación e4.1.

Así, la función de transferencia de todo el sistema es :

$$T_s(s) = \frac{\theta_r(s)}{\theta_d(s)} = \frac{ka}{s^3 \cdot (L \cdot J) + s^2 \cdot (Ra \cdot J + L \cdot b) + s \cdot (Ra \cdot b + ka \cdot ke + Kg \cdot ka) + K_p \cdot ka} \quad \dots e4.5$$

si aplicamos el teorema del valor final, excitando al sistema con un escalón de valor  $\theta_d(s) = \theta_d/s$ , tenemos que :

$$\theta_{\text{final}} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \theta_d(s) \cdot T(s)$$
$$\theta_{\text{final}} = \frac{\theta_d}{K_p}$$

por lo que la posición final serán factores de la realimentación de posición. El error en estado permanente es cero si existe realimentación unitaria para la posición, es decir  $K_p=1$ .

Como se puede ver, se puede alcanzar un error de cero con sólo ajustar la constante de realimentación  $K_p$ , pero el análisis anterior no toma en cuenta diferentes perturbaciones que hacen que el error en estado permanente no sea cero.

**Error en estado permanente con perturbaciones**

Como se vio anteriormente, el error permanente es cero si no se toman en cuenta las perturbaciones que alteran al sistema, las cuales pueden ser debidas a fricción, variación de la carga por efectos de la gravedad, etc.

Sin embargo, es casi imposible modelar las diferentes perturbaciones que alteran al sistema, hablando principalmente de las perturbaciones creadas por la gravedad. Esto es debido a que el efecto de la gravedad depende de la distancia que existe entre el centro de gravedad de la carga y el eje de giro (fig. 4.7)

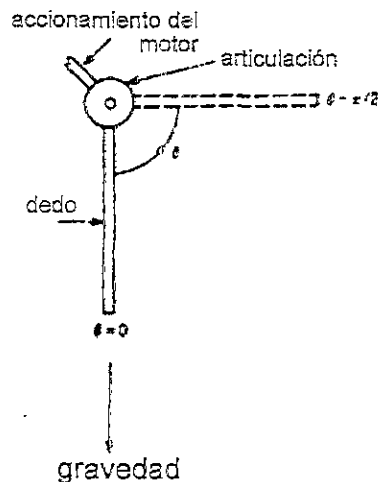


Fig. 4.7 efectos de la gravedad como perturbación en el eje de giro.

Debido a que los dedos del manipulador están formados por 3 uniones (falange proximal, falange media y falange distal), conocer la posición exacta del centro de gravedad de cada dedo en cada instante es muy difícil, y sobre todo si no se puede predecir cual será el siguiente movimiento del usuario.

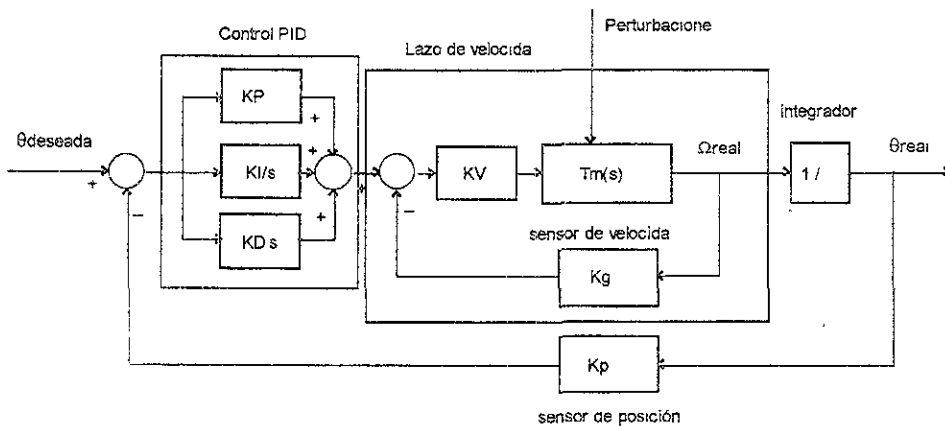
Bajo estas circunstancias, el error en estado permanente no es cero, básicamente porque las perturbaciones no están contempladas en el modelado.

**Control PID**

Una solución al problema de las perturbaciones es agregar al sistema un control PID (Proporcional, Integral y Derivativo), como se muestra en la figura 4.8.

El control proporcional afecta directamente a la señal de error, el control integral integra la señal de error, por lo que obtiene el error acumulado en el tiempo, y el derivativo reacciona a los cambios bruscos de la señal de error, y predice si existirá un cambio repentino en la señal de error. Debido a que la suma de estos tres errores es la señal que mueve al motor, se pueden corregir los efectos de las perturbaciones.

Fig. 4.8 sistema con controlador PID en el lazo externo.



Este esquema de control permite que el error en estado permanente sea cero. En realidad, lo difícil de este esquema es encontrar los valores de las constantes  $K_P$ ,  $K_I$  y  $K_D$  que nos den la respuesta deseada.

Simplificando el lazo de velocidad de la figura 4.8, ya que es la función de transferencia que es afectada por el controlador PID, tenemos que :

$$T(s) = \frac{KV \cdot ka}{s \cdot (s^2 \cdot (L \cdot J) + s \cdot (Ra \cdot J + L \cdot b) + (Ra \cdot b + ka \cdot ke) + (KV \cdot Kg \cdot ka))} \quad \dots e4.6$$

Esta expresión es del tipo :

$$T(s) = \frac{K}{s \cdot (1 + s \cdot \tau_1) \cdot (1 + s \cdot \tau_2)} \quad \dots e4.7$$

#### Métodos de sintonización

Las ventajas que ofrece un controlador PID son muy grandes, sobre todo si se considera que no se conocen las perturbaciones, sin embargo, presentan una desventaja : son muy difíciles de sintonizar,

## CAPÍTULO 4

### CONTROL DEL SISTEMA

y hay que realizar muchas pruebas para determinar que combinación de variables nos da la mejor respuesta para nuestras necesidades.

Existen métodos de sintonización, basados principalmente en el tipo de respuesta que se quiera encontrar. Estos métodos son muy útiles, ya que ahorran mucho trabajo al sintonizar el controlador PID. En el Apéndice 4 se muestra un resumen de los diferentes métodos de sintonización que existen.

Estos métodos tienen sus fundamentos en la teoría del control, y se pueden demostrar fácilmente<sup>3</sup>, pero no se hará en este trabajo de tesis pues está fuera de su alcance.

El sistema que estamos modelando es de tercer orden, como se ve en la función de transferencia, e4.7, por lo que los métodos que se pueden utilizar son :

#### Método Modulus Optimum (BO)

$\tau_1 > \tau_2$	
$\frac{k}{s(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$	K $T_i$ $T_d$
PD	$\frac{1}{2k\tau_2}$ $\tau_1$

Para poder utilizar estos métodos, hay que escribir la ecuación e4.6 de manera que se parezca a la ecuación e4.7.

De esta manera, tenemos que las ecuaciones características de las dos funciones de transferencia son :

<sup>3</sup> Ver Åström, Hägglund : *PID Controllers : Theory, Design and Tuning*, pp. 166-173, Instrument Society of America, 1995

para la ecuación e4.6

$$s \cdot (s^2 \cdot (L \cdot J) + s \cdot (Ra \cdot J + L \cdot b) + (Ra \cdot b + ka \cdot ke) + (KV \cdot Kg \cdot ka)) = 0$$

dividiendo entre  $(Ra \cdot b + ka \cdot ke) + (KV \cdot Kg \cdot ka)$ :

$$s \cdot (s^2 \cdot A + s \cdot B + 1) = 0$$

en donde:

$$A = \frac{L \cdot J}{(Ra \cdot b + ka \cdot ke) + (KV \cdot Kg \cdot ka)} \quad \dots e4.8a$$

$$B = \frac{(Ra \cdot J + L \cdot b)}{(Ra \cdot b + ka \cdot ke) + (KV \cdot Kg \cdot ka)} \quad \dots e4.8b$$

para la ecuación e4.7

$$s \cdot (1 + s \cdot \tau_1) \cdot (1 + s \cdot \tau_2) = 0$$

$$s \cdot (s^2 \cdot (\tau_1 \cdot \tau_2) + s \cdot (\tau_1 + \tau_2) + 1) = 0$$

igualando ambas ecuaciones, tenemos que :

$$A = (\tau_1 \cdot \tau_2) \quad \dots e4.9a$$

$$B = (\tau_1 + \tau_2) \quad \dots e4.9b$$

de la ecuación e4.9b :

$$\tau_1 = B - \tau_2 \quad \dots e4.9c$$

en la ecuación e4.9a :

$$\tau_2^2 - B \cdot \tau_2 + A = 0$$

resolviendo la ecuación queda :

$$\tau_2 = \frac{B \pm \sqrt{B^2 - 4 \cdot A}}{2}$$

sustituyendo en la ecuación e4.9c .

$$\tau_1 = \frac{B \mp \sqrt{B^2 - 4 \cdot A}}{2}$$

## CAPÍTULO 4

### CONTROL DEL SISTEMA

por lo que ahora estamos listos para aplicar el método.

Este método propone un controlador PD para la función de transferencia de 3er orden. Las constantes del controlador : KP para el control proporcional y KD para el control derivativo se obtienen según las siguientes fórmulas :

$$K_P = \frac{1}{2 \cdot K \cdot \tau_2} \quad \dots e4.10a$$

$$K_D = \frac{\tau_1}{2 \cdot K \cdot \tau_2} \quad \dots e4.10b$$

y

$$K = \frac{K_V \cdot k_a}{(R_a \cdot b + k_a \cdot k_e) + K_V \cdot K_g \cdot k_a} \quad \dots e4.10c$$

lo último se debe a que en la obtención de  $\tau_1$  y de  $\tau_2$  se dividió todo entre  $(R_a \cdot b + k_a \cdot k_e) + K_V \cdot K_g \cdot k_a$ .

#### Método Symmetrical Optimum (SO)

$\tau_1 > \tau_2$						
	$\frac{k}{s(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$	K	$T_i$	$T_d$	b	c
PD		$\frac{\tau_2}{8k\tau_2^2}$		$4\tau_2$	1	0
PID		$\frac{\tau_1 + 4\tau_2}{8k\tau_2^2}$	$\tau_1 - 4\tau_2$	$\frac{4\tau_1\tau_2}{\tau_1 + 4\tau_2}$	$\frac{\tau_1}{\tau_1 + 4\tau_2}$	0

el error en la parte proporcional es :  $e_p = b \cdot \theta d - \theta r$

el error en la parte derivativa es  $e_D = c \cdot \theta d - \theta r$

Este método propone un controlador PD o bien un controlador PID para la función de transferencia de 3er orden. Las constantes b y c afectan a las señales de error.



Las constantes del controlador PD: KP para el control proporcional y KD para el control derivativo se obtienen según las siguientes fórmulas:

$$K_P = \frac{\tau_1}{8 \cdot K \cdot \tau_2^2} \quad \dots e4.11a$$

$$K_D = \frac{\tau_1 \cdot \tau_2}{4 \cdot K \cdot \tau_2^2} \quad \dots e4.11b$$

para este caso, la ecuación e4.10c también es válida

Las constantes del controlador PID: KP para el control proporcional, KD para el control derivativo y KI para el control integral se obtienen según las siguientes fórmulas :

$$K_P = \frac{\tau_1 + 4 \cdot \tau_2}{8 \cdot K \cdot \tau_2^2} \quad \dots e4.12a$$

$$K_I = \frac{1}{8 \cdot K \cdot \tau_2^2} \quad \dots e4.12b$$

$$K_D = \frac{\tau_1 \cdot \tau_2}{2 \cdot K \cdot \tau_2^2} \quad \dots e4.12c$$

en este caso, la ecuación e4.10c también es válida.

Gracias a estos métodos, tenemos ya 3 maneras diferentes de sintonizar el controlador PID que controle a la función de transferencia de tercer orden. Pero, ¿que fórmulas utilizar?, la respuesta a esta pregunta es difícil de contestar, por esa razón es necesario probar cada una de las soluciones.

Aunque el probar cada una de las soluciones es una manera para determinar que método conviene más utilizar, no hay que olvidar que los valores de las constantes de los controladores dependen de cada inercia de cada dedo, es decir, existirán 13 actuadores diferentes (Ver Apéndice 2), y dependen también del valor que se fije a la constante KV (la ganancia proporcional del error en el lazo de velocidad).

Así, el construir cada una de las soluciones para cada uno de los casos y con el parámetro de la ganancia del error en el lazo de

**CAPÍTULO 4**  
**CONTROL DEL SISTEMA**

velocidad (KV) se vuelve una tarea muy larga y tediosa, por lo que la mejor manera de solucionar el problema es realizar una simulación fiel del sistema por medio de la computadora.

**Simulación del sistema**

La simulación del sistema se realiza con el fin de no construir cada una de las soluciones para el controlador PID.

Para realizar la simulación del sistema, hay que integrar los diferentes modelados, es decir del motor, controlador, caja de reducción, etc.

Así, el diagrama de bloques que modela al motor (recordar capítulo 3) es:

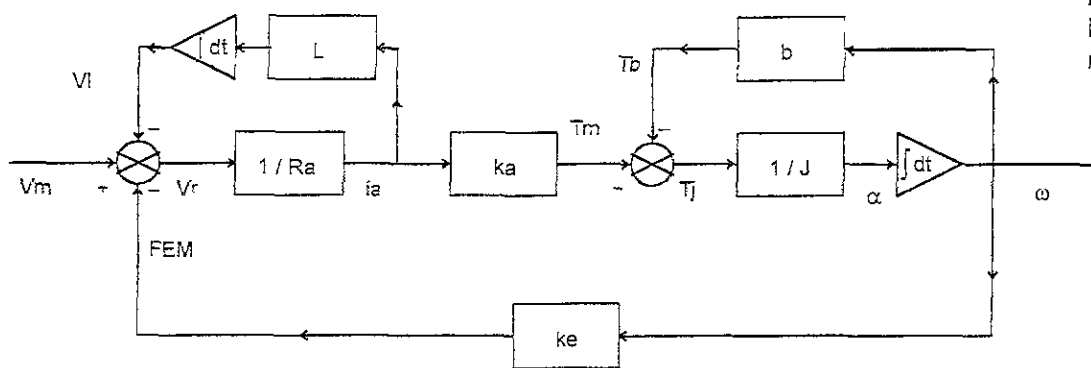


Fig. 4.9 diagrama de bloques de modelado de motor

Al modelado del motor, solo falta agregar el modelado de los controladores, para poder tener el modelado completo del sistema, por lo que el diagrama de bloques completo es :

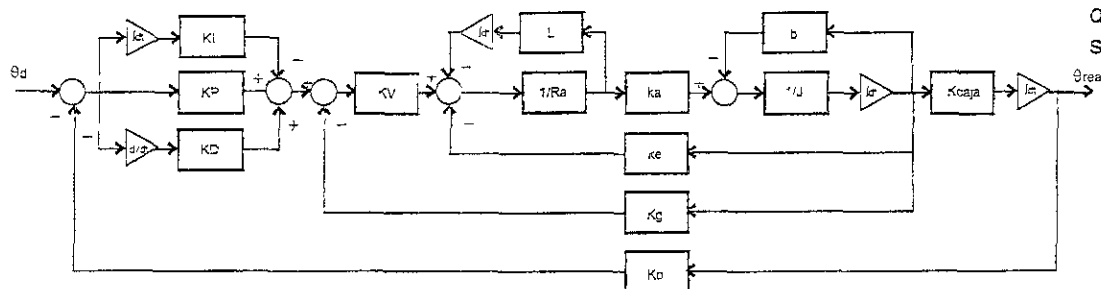


Fig. 4.10 diagrama de bloques del sistema completo

Utilizando el diagrama de bloques anterior, podemos realizar un programa para simular el sistema.

Para programar las integrales y las derivadas involucradas en el modelado, hay que tomar en cuenta que :

$$\dot{y} = \frac{dy}{dt}$$
$$dy = \dot{y} \cdot dt$$

que se puede escribir como :

$$\Delta y = \dot{y} \cdot \Delta t$$
$$(y_{\text{actual}} - y_{\text{anterior}}) = \dot{y} \cdot (t_{\text{actual}} - t_{\text{anterior}})$$
$$y_{\text{actual}} = \dot{y} \cdot (t_{\text{actual}} - t_{\text{anterior}}) + y_{\text{anterior}}$$

La expresión anterior es válida como aproximación a una integral siempre y cuando  $\Delta t \rightarrow 0$ .

Para la derivada, tenemos que :

$$\dot{y} = \frac{\Delta y}{\Delta t}$$
$$\dot{y} = \frac{(y_{\text{actual}} - y_{\text{anterior}})}{(t_{\text{actual}} - t_{\text{anterior}})}$$

Que es válida como aproximación a la derivada sí y solo sí  $\Delta t \rightarrow 0$ .

Sabiendo lo anterior, realizar el programa es sencillo pues se escriben las ecuaciones siguiendo la línea de flujo del diagrama de bloques, por ejemplo, de la posición angular deseada hasta la suma de el controlador PID tenemos : (ver figura 4.10 para seguir línea de flujo)

## CAPÍTULO 4

### CONTROL DEL SISTEMA

---

$$\text{error}\theta_{\text{actual}} = \theta d_{\text{actual}} - \theta \text{real}_{\text{actual}}$$

$$\text{error}Kl_{\text{actual}} = Kl \cdot (\text{error}\theta_{\text{actual}}) \cdot \Delta t + \text{error}Kl_{\text{anterior}}$$

$$\text{error}Kp_{\text{actual}} = Kp \cdot \text{error}\theta_{\text{actual}}$$

$$\text{error}Kd_{\text{actual}} = Kd \cdot \frac{(\text{error}\theta_{\text{actual}} - \text{error}\theta_{\text{anterior}})}{\Delta t}$$

$$\text{error}PID_{\text{actual}} = \text{error}Kl_{\text{actual}} + \text{error}Kp_{\text{actual}} + \text{error}Kd_{\text{actual}}$$

después de realizar los cálculos con las variables involucradas, se asigna el valor actual al valor anterior :

$$\text{error}\theta_{\text{anterior}} = \text{error}\theta_{\text{actual}}$$

$$\text{error}Kl_{\text{anterior}} = \text{error}Kl_{\text{actual}}$$

lo anterior es debido a que el conjunto de ecuaciones se encuentra en un ciclo iterativo, es decir, se van calculando todas las variables según la línea de flujo del diagrama de bloques, y se obtiene finalmente  $\theta \text{real}_{\text{actual}}$ , después se incrementa el tiempo en  $\Delta t$ , y se regresa al comienzo de el ciclo, y así, el  $\text{error}\theta_{\text{actual}}$  se actualiza con el nuevo valor de  $\theta \text{real}_{\text{actual}}$ , y el valor del  $\text{error}\theta_{\text{anterior}}$  es el valor que tenía  $\text{error}\theta_{\text{actual}}$  antes de la iteración, por lo que efectivamente es el valor anterior.

Con la lógica expuesta anteriormente, se programó en lenguaje C++ el sistema, con el fin de simular cada uno de los diferentes controladores propuestos. El programa completo se puede ver en el Apéndice 5.

En estas simulaciones, existen dos parámetros muy importantes, de los cuales dependen los valores de los controladores : KV que es la ganancia proporcional del error de velocidad y J que es el momento de inercia reflejado de cada una de las articulaciones del manipulador antropomórfico.

Debido a que las inercias de las articulaciones del manipulador son pequeñas, y son aún mas pequeñas después de reflejarlas al eje del motor (ver capítulo 3), simularemos que no existen, y así encontrar el mejor controlador que dependa sólo de la ganancia del error de velocidad KV.

Recordando las ecuaciones e4.8a y e4.8b

$$A = \frac{L \cdot J}{(Ra \cdot b + ka \cdot ke) + (KV \cdot Kg \cdot ka)} \quad \dots e4.8a$$

$$B = \frac{(Ra \cdot J + L \cdot b)}{(Ra \cdot b + ka \cdot ke) + (KV \cdot Kg \cdot ka)} \quad \dots e4.8b$$

así como las ecuaciones para encontrar los tiempos de respuesta  $\tau_1$  y  $\tau_2$ :

$$\tau_2 = \frac{B \pm \sqrt{B^2 - 4 \cdot A}}{2} \quad \tau_1 = \frac{B \mp \sqrt{B^2 - 4 \cdot A}}{2}$$

y los valores de las constantes obtenidas en el capítulo 3 :

$$\begin{aligned} L &= 2.75e-5(H) \\ J &= 5.37e-7(kg \cdot m^2) \\ b &= 2.00e-6(N \cdot m \cdot s/rad) \\ Ra &= 1.023(\Omega) \\ ke &= 2.092e-3(V \cdot s/rad) \\ ka &= 1.84e-3(N \cdot m/A) \\ Kg &= 1.48e-3(V \cdot s/rad) \\ Kp &= 4.4329(V/rad) \\ Kcaja &= 1.66e-2(rad/rad) \end{aligned}$$

Con los valores anteriores podemos calcular los valores de los tiempos de respuesta, y de la constante K de la función de transferencia, pero falta el valor del parámetro KV, por lo que realizaremos una tabla en donde se muestren los diferentes valores de  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  y K dependiendo del valor de KV, así :

KV	$\tau_1$	$\tau_2$	K
1	0.06424437	2.589e-5	215.654909
2	0.048693	2.6894e-5	326.948147
3	0.03920119	2.6897e-5	394.876194
4	0.03280479	2.6901e-5	440.652
5	0.02820189	2.6904e-5	473.592575
6	0.02473092	2.6908e-5	498.432515
7	0.02202006	2.6912e-5	517.832756
8	0.01984426	2.6915e-5	533.403815
9	0.01805934	2.6919e-5	546.177554
10	0.01656865	2.6922e-5	556.845644
11	0.01530498	2.6926E-05	565.889092
12	0.01422013	2.693E-05	573.652761
13	0.01327866	2.6933E-05	580.390361
14	0.01245391	2.6937E-05	586.292696
15	0.01172543	2.6941E-05	591.506022

## CAPÍTULO 4

### CONTROL DEL SISTEMA

---

Ahora, debemos encontrar los valores de los controladores para cada uno de los valores de KV.

#### Método Modulus Optimum (BO)

Utilizando las ecuaciones e4.10a y e4.10b, tenemos que :

KV	KP	KD
1	86.2222853	5.53929652
2	56.8645934	2.76890783
3	47.0762413	1.84544487
4	42.1802244	1.38371334
5	39.2411401	1.10667438
6	37.2805219	0.92198171
7	35.8790263	0.79005834
8	34.8269832	0.69111579
9	34.0079063	0.61416045
10	33.3519075	0.55259616
11	32.8145092	0.50222536
12	32.3660614	0.46024968
13	31.9860369	0.42473178
14	31.6597733	0.39428785
15	31.3765183	0.36790309

#### Método Symetrical Optimum (SO)

control PD

Este método utiliza las ecuaciones e4.11a y e4.11 b, entonces :

KV	KP	KD
1	51499.5574	5.53929652
2	25739.4536	2.76890783
3	17152.7523	1.84544487
4	12859.4017	1.38371334
5	10283.3913	1.10667438
6	8566.05104	0.92198171
7	7339.37943	0.79005834
8	6419.37572	0.69111579
9	5703.81728	0.61416045
10	5131.37052	0.55259616
11	4663.005	0.50222536
12	4272.70039	0.46024968
13	3942.44264	0.42473178
14	3659.36458	0.39428785
15	3414.03025	0.36790309

Método Symmetrical Optimum (SO)  
control PID

Ahora utilizamos las ecuaciones e4.12a, e4.12b y e4.12c para la aplicación de éste método :

KV	KP	KD	KI
1	51585.7797	5.53929652	3319.64457
2	25796.3182	2.76890783	1258.87523
3	17199.8286	1.84544487	676.10432
4	12901.5819	1.38371334	424.621918
5	10322.6324	1.10667438	292.228659
6	8603.33157	0.92198171	213.694323
7	7375.25846	0.79005834	163.197558
8	6454.2027	0.69111579	128.773757
9	5737.82519	0.61416045	104.239175
10	5164.72243	0.55259616	86.1286789
11	4695.81951	0.50222536	72.3751771
12	4305.06645	0.46024968	61.6823511
13	3974.42868	0.42473178	53.2032734
14	3691.02435	0.39428785	46.36537
15	3445.40677	0.36790309	40.7701519

Como se puede ver en los tres métodos anteriores, el único viable para su construcción el método de Modulus Optimum (BO), ya que el método de Symmetrical Optimum (SO) nos arroja valores muy altos para el controlador, por ejemplo, para el caso en el que KV=10, para el controlador PD, los valores son KP=5131.4 y KD=0.553, y para el controlador PID, los valores son KP=5164.7, KD=0.553 y KI=86.128.

Ambos controladores pueden funcionar en la simulación, pero su implementación no es práctica, sobre todo debido a que los dispositivos de sensado no son muy finos, y cualquier variación, por mínima que sea causaría que el controlador aplicara todo el voltaje al motor, lo que lo haría oscilar. Esto también se puede justificar por la conclusión que obtuvimos anteriormente : "Mientras mas grande es la realimentación de la posición, es decir, Kp se incrementa, habrá menos amortiguación. Entonces, la respuesta se volverá mas subamortiguada si Kp se incrementa y viceversa."

Todo parece indicar que el método que podemos utilizar para este caso es el Método de Modulus Optimum (BO), pero ahora, sólo falta

## CAPÍTULO 4

### CONTROL DEL SISTEMA

determinar cual de los 10 controladores es el que debemos de construir.

Para tal efecto, utilizamos el programa que diseñamos anteriormente y obtenemos los siguientes resultados de la simulación (ver Apéndice 5 para resultados completos):

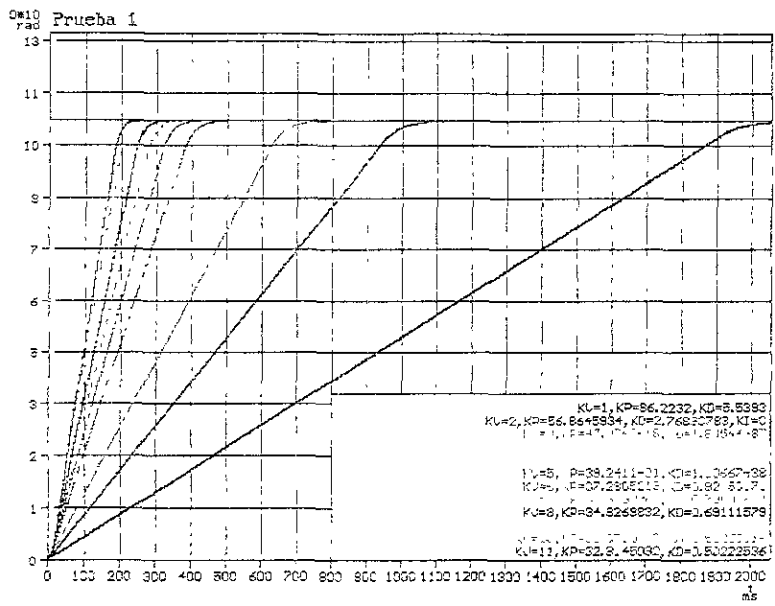


Fig. 4.11 simulación del sistema con diferentes valores del controlador P

En la figura 4.11, se muestra la simulación del sistema, con una excitación de escalón. Se pueden ver las diferentes respuestas para los diferentes controladores. Se observa que mientras más crece KV la respuesta mejora considerablemente. También se observa que para valores de KV cercanos a 10, el cambio en la respuesta no es tan significativo, así también como los valores de las constantes del controlador.

Recordando los valores de la tabla de los valores del control PD,

KV	KP	KD
8	34.8269832	0.69111579
9	34.0079069	0.61416045
10	33.3519075	0.55259616
11	32.8145092	0.50222536
12	32.3660614	0.46024968



nos damos cuenta que los valores de las constantes del controlador son muy similares, y que la respuesta del sistema no es radicalmente diferente, por lo que seleccionamos un controlador con  $KV=10$ ,  $KP=33.3$  y  $KD=0.55$ , debido a que es mucho mas sencillo de implementar.

$$\begin{aligned}KV &= 10 \\ KP &= 33.3 \\ KD &= 0.55\end{aligned}$$

**Efecto de las inercias**

El controlador que tenemos seleccionado, no toma en cuenta las inercias que existen en el sistema debido principalmente a los dedos del manipulador, por lo que estas inercias (Apéndice 2) hay que reflejarlas al eje del motor, sumarla a la inercia del sistema (recordar ecuación e3.21).

$$J = J_p + J_{r1} + J_{r2} + k \cdot ((J_3 + J_{2/3}) \cdot B + 3 \cdot J_2 \cdot A + k \cdot [(J_{dedo} + J_f + J_5 + J_{4/5}) \cdot B^2 + 3 \cdot J_4 \cdot A \cdot B])$$

así podemos darnos cuenta que:

Pieza	J(kg·m <sup>2</sup> )	Jeq(kg·m <sup>2</sup> )
Pulgar V.	0.000367444	1.1641E-06
Pulgar H.	0.000237301	9.4201E-07
Pulgar M y D	4.97794E-05	6.2196E-07
Pulgar D.	3.73574E-06	5.4337E-07
Indice V.	0.000278705	1.0122E-06
Indice H.	0.000171935	8.3045E-07
Indice M. y D	2.27796E-05	5.7587E-07
Medio V.	0.000361039	1.1532E-06
Medio H.	0.000233189	9.3499E-07
Medio M y D	3.20609E-05	5.9172E-07
Anular V	0.00033306	1.1055E-06
Anular H	0.000212141	8.9907E-07
Anular M y D	2.8221E-05	5.8516E-07

Sustituyendo el valor de Jeq para cada uno de los controladores, obtenemos las constantes de los controladores que son (ver Apéndice 6 para detalles) :

## CAPÍTULO 4

### CONTROL DEL SISTEMA

Pieza	Jeq(kgM2)	KV	KP	KD
Pulgar V.	1.1641E-06	10	33.3793236	1.19992837
Pulgar H.	9.4201E-07	10	33.373792	0.97065294
Pulgar M y D	6.2196E-07	10	33.358864	0.64029336
Pulgar D.	5.4337E-07	10	33.3525052	0.55917748
Indice V.	1.0122E-06	10	33.3758016	1.04306644
Indice H.	8.3045E-07	10	33.3698962	0.85549673
Indice M y D	5.7587E-07	10	33.355346	0.59272737
Medio V.	1.1532E-06	10	33.3791012	1.18864389
Medio H.	9.3499E-07	10	33.3735744	0.96340878
Medio M y D	5.9172E-07	10	33.3566172	0.60907839
Anular V.	1.1055E-06	10	33.3780784	1.1393529
Anular H.	8.9907E-07	10	33.3724071	0.92632822
Anular M y D	5.8516E-07	10	33.3560996	0.60231357

Como se puede ver en los resultados anteriores el cambio en el valor de KP es virtualmente nulo, mientras que el cambio en el valor de KD si es considerable, pues en ocasiones llega a ser hasta el doble de su valor original sin inercias.

Sin embargo, los valores de KD se pueden clasificar en dos grupos : aquellos que se parecen mucho a la KD original, es decir  $KD \approx 0.55$  y aquellos que se parecen mucho a el doble de KD, es decir  $KD \approx 1.1$ .

Entonces, agrupando según lo anterior tenemos que :

Pieza	KD
Pulgar V.	1.19992837
Pulgar H.	0.97065294
Pulgar M y D	0.64029336
Pulgar D.	0.55917748
Indice V.	1.04306644
Indice H.	0.85549673
Indice M y D	0.59272737
Medio V.	1.18864389
Medio H.	0.96340878
Medio M y D	0.60907839
Anular V.	1.1393529
Anular H.	0.92632822
Anular M y D	0.60231357

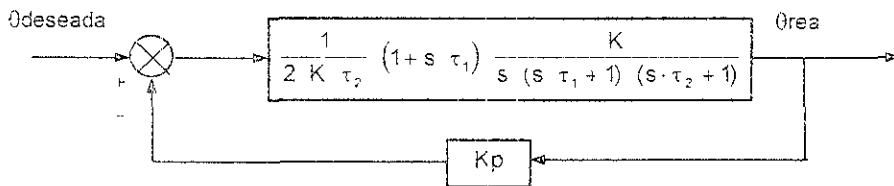
En donde los valores sombreados son aquellos que pertenecen al segundo grupo, es decir  $KD \approx 1.1$ , mientras que los valores que no están sombreados pertenecen al primer grupo o  $KD \approx 0.55$ .

Por lo tanto, tomando en cuenta los efectos de las inercias de los dedos, tenemos dos grupos de controladores :

	Grupo 1	Grupo 2
KV	10	10
KP	33.3	33.3
KD	0.55	1.1

**Función de transferencia de todo el sistema**

Ahora, con el controlador desarrollado, podemos ver que sucede con la función de transferencia total del sistema. De hecho, analizando el sistema, se llega a la conclusión de que en ambos casos la función de transferencia final es la misma. Recordando las ecuaciones e4.10a y 34.10b, así como la figura 4.10, vemos que al realizar algunas simplificaciones, la función de transferencia final sólo depende del valor del tiempo de respuesta mas pequeño, es decir  $\tau_2$ . En el Apéndice & se puede verificar que el valor del tiempo de respuesta  $\tau_2$  se mantiene casi constante con un valor de  $2.69e-5$ .



Simplificando aún mas el diagrama de bloques anterior, obtenemos que la función de transferencia del sistema es :

$$T_{\text{sistema}}(s) = \frac{O_{\text{real}}}{O_{\text{deseada}}} = \frac{1}{2 \cdot \tau_2^2 \cdot s^2 + 2 \cdot \tau_2 \cdot s + Kp}$$

Como es claro, esta función de transferencia es de segundo orden, y por lo tanto se puede comportar de muy distintas maneras, por ejemplo subamortiguado, o críticamente amortiguado. Para realizar este análisis, hay que recordar que un sistema de segundo orden también se puede escribir como :

$$T(s) = \frac{k \cdot \omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n^2 \cdot s + \omega_n^2}$$

Así, si igualamos las dos ecuaciones anteriores, resulta que :

$$\zeta = 0.5 \cdot \sqrt{\frac{2}{Kp}}$$

$$\omega_n = \frac{Kp}{2 \cdot \tau_2^2}$$

sustituyendo los valores correspondientes, sabemos entonces que :

$$\zeta = 0.33585$$
$$\omega_n = 5534.7(\text{rad/s})$$

Hay que resaltar que los resultados anteriores sólo sirven como parámetros de comparación o de efectividad del control del sistema, ya que como se sabe, el verdadero sistema se comporta de manera distinta, debido principalmente a los efectos de saturación en la electrónica de control.

## **Control Maestro**

Hasta ahora, se ha diseñado un controlador individual capaz de lograr que la posición final se alcance en un tiempo muy corto, y que no existan oscilaciones en la respuesta. Sin embargo, no se ha dicho nada acerca de como se obtendrá la señal de referencia de cada controlador.

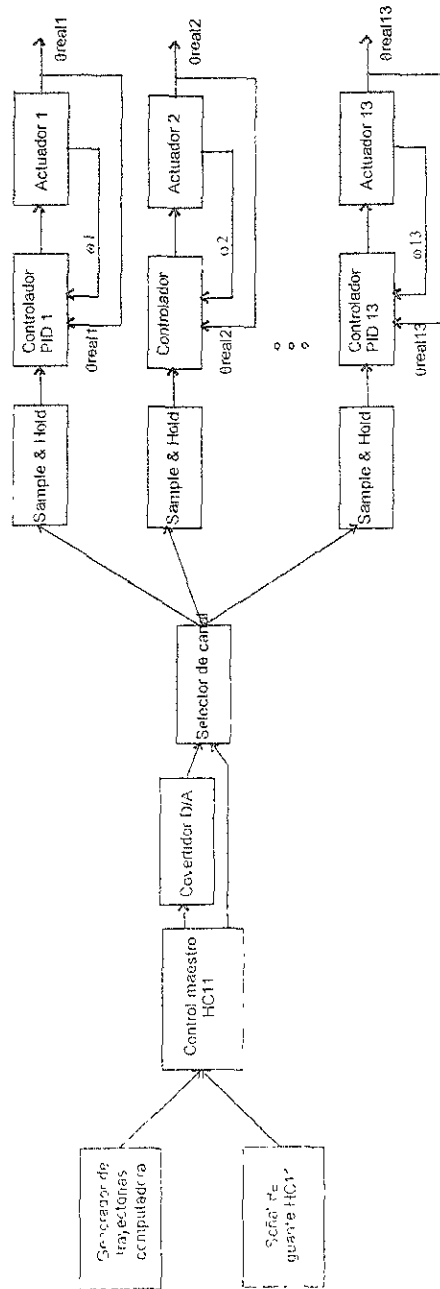
La señal de referencia será proporcionada por un microprocesador HC11 el cual se encuentra conectado con una computadora o con otro microprocesador por medio de un puerto serial. El objetivo de esta conexión no es otra mas que obtener la posición deseada, ya sea de un generador de trayectorias (vía una computadora), o de un guante capaz de sensar los movimientos de la mano del usuario (vía HC11)<sup>4</sup>.

---

<sup>4</sup> Temas tratados en los trabajos de tesis de Hugo Figueroa Rosas y de Ernesto Riestra Martínez.

En realidad el trabajo del microprocesador no es complicado, ya que éste se encarga de proporcionar un byte para la información de posición y otro para la información del actuador que debe moverse.

g. 4.12 diagrama control maestro distribuido



En la figura 4.12 se observa que existe un bloque llamado 'Convertido D/A', otro "Selector de canal", y 13 llamados "Sample &



Al ser recibido el carácter de inicio (0xF7) de la cadena de caracteres, el microprocesador comienza una cuenta "i" que va desde 1 hasta 13 (correspondientes a cada uno de los actuadores).

El valor del carácter que se encuentra en la posición "i" es mandada por el puerto paralelo A del microprocesador. El valor de la cuenta "i" es mandado por el puerto B del mismo. Esto sucede con el siguiente carácter de la cadena, es decir, para el carácter que corresponde a la posición de la cuenta i+1. La cuenta se detiene cuando se encuentra el carácter de paro (0xF0).

De esta manera, se obtiene por el puerto A el valor de la referencia de cada uno de los controladores, y por el puerto B se obtiene la dirección hacia donde el valor de referencia debe ir.

El programa del microprocesador fue programado en C++, y compilado por medio del ensamblador cruzado ICC11, el cual da como resultado de la compilación el programa en lenguaje ensamblador con el que se programa la memoria del microprocesador HC11. El programa se puede ver con detalle en el Apéndice 7.

Ya que sabemos que se manejan dos bytes de datos : contenido y dirección, es conveniente explicar cómo funcionan los circuitos auxiliares.

#### **Convertidor D/A**

Este circuito realiza la transformación del byte recibido del puerto A a un valor de referencia de voltaje analógico. Esto se logra mediante la utilización de un convertidor D/A, en específico el DAC8000. Una ventaja de este circuito es que el valor de referencia al que se convierte el byte puede ser ajustado mediante una resistencia variable (los mismos utilizados como sensor de posición), de tal manera que el voltaje de referencia nunca puede pasar de los valores permitidos por el sensor de posición. En el capítulo 5 se puede ver con más detalle la fabricación de este circuito.

La señal que se obtiene del convertidor D/A es mandada a cada uno de los circuitos "Sample & Hold" de cada uno de los 13 actuadores.

**Selector de canal**

El selector de canal, es el circuito que se encarga de seleccionar el canal o mejor dicho el controlador del dedo, al que se le quiere mandar información. Este circuito, utiliza la información mandada por el puerto B del microprocesador, es decir el valor de la cuenta de 1 a 13, por lo que cada valor representa uno de los dedos que se quiere accionar.

Debido a que la información del dedo seleccionado está en número binario, es necesario convertirlo a canales, es decir, la entrada del selector de canal es un byte, del cual sólo se utilizan los primeros 4 bits, ya que son los necesarios para representar del 1 al 13, y la salida son los 13 canales, (cada canal se conecta a cada uno de los 13 circuitos "Sample & Hold") correspondientes a cada dedo. Ver figura 4.14.

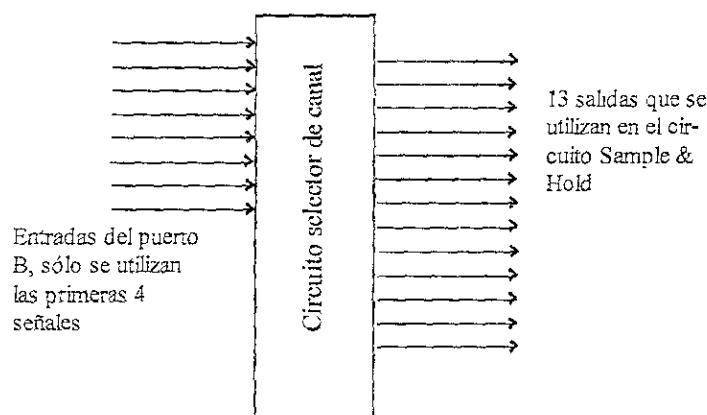


Fig. 4.14 Diagrama del selector de canal.

Esto se logra utilizando 2 circuitos integrados que seleccionan 8 canales cada uno, (por lo que se desperdician 3 canales con este arreglo), y 3 inversores de señal, debido a que la salida de los selectores de canal son de estado alto. Ver capítulo 5 para todos los detalles de la construcción del circuito.

**Sample & Hold**

Por último, el circuito "Sample & Hold" se encuentra conectado tanto al convertidor D/A como al selector de canal.

El funcionamiento de este circuito es simple, pues cuando cada chip "Sample & Hold" (13 en total) recibe un estado lógico verdadero, es decir, el canal que se encuentra conectado a él fue seleccionado,

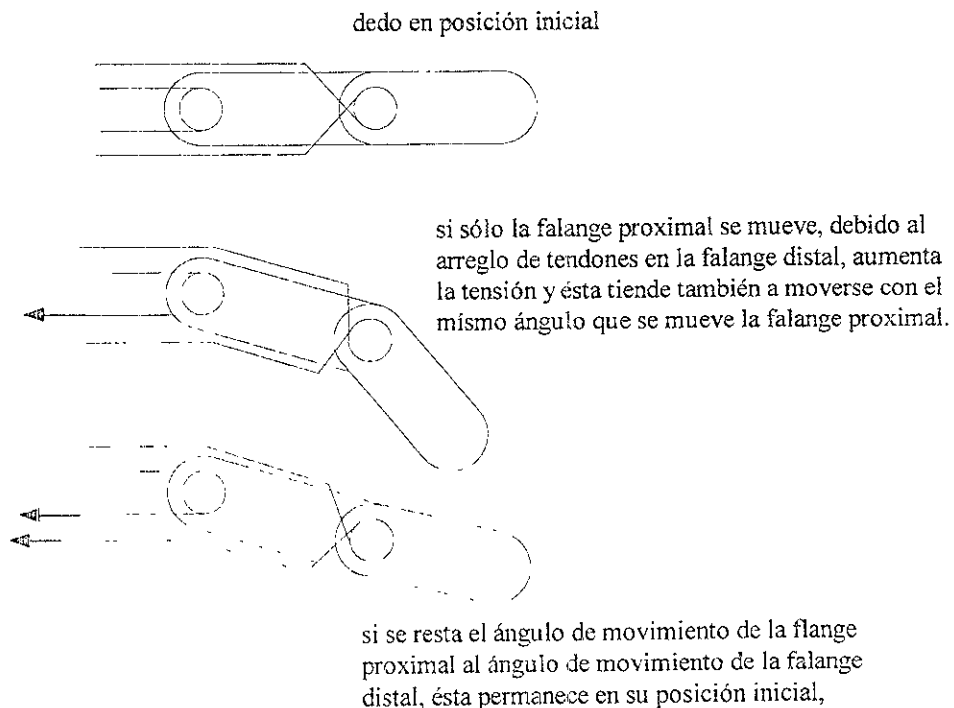


deja pasar la información hacia el controlador PD del actuador, así como también mantiene esta información hasta que se le da un nuevo valor de referencia. Esto permite que el selector de canal pueda hacer un "barrido" a todos los controladores, y no se pierda la referencia en los controladores PD que dejan de ser seleccionados. En el capítulo 5 se habla acerca de el diseño y la construcción de este circuito.

**Correcciones a la posición de algunos miembros del manipulador debido a la utilización de tendones.**

Ya que se utilizan tendones para transmitir la fuerza del actuador a los eslabones del manipulador, suceden ciertos desajustes en algunos miembros del manipulador. Esto se puede ver perfectamente en la siguiente figura (fig. 4.15).

Fig. 4.15 Efecto de la utilización de tendones en el manipulador.



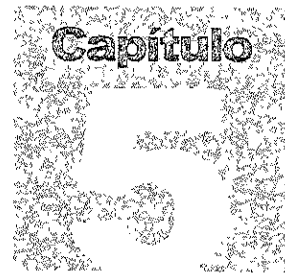
Este efecto de corrimiento de los ángulos, se puede corregir, simplemente disminuyendo en el eslabón afectado el ángulo que gira el eslabón al que se encuentra acoplado. Esto se logra haciendo unas pocas operaciones en las posiciones, antes de mandarlas por el puerto A. El programa para el microprocesador HC11 se puede ver en el Apéndice 7.

## ***CAPÍTULO 4***

---

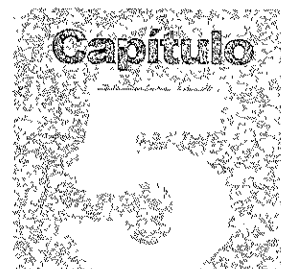
### ***CONTROL DEL SISTEMA***

En el capítulo siguiente se explicará con detalle la construcción de los circuitos electrónicos, así como de las estructuras de soporte para cada uno de los actuadores, también se realizarán algunas pruebas para determinar el comportamiento del sistema.



INSTRUMENTACIÓN DE UN MANIPULADOR  
ANTROPOMÓRFICO CAPAZ DE REPRODUCIR LOS  
MOVIMIENTOS DE LA MANO HUMANA UTILIZANDO UN  
MICROPROCESADOR 68HC11

Construcción y Pruebas



## Construcción y Pruebas

Aquí se presentará la construcción y las pruebas de todo el sistema. La construcción del sistema se dividirá en dos partes : La construcción de las piezas mecánicas como son : soportes de los motores, etc. y la construcción de todos los circuitos involucrados en el sistema como el circuito "Sample & Hold" o los controladores PD. En las pruebas del sistema se presentarán los resultados de diferentes pruebas realizadas al sistema como son pruebas de respuesta en frecuencia, pruebas de defasamiento, etc.

### Diseño de las partes mecánicas

Las partes mecánicas son las encargadas de dar soporte a todo el sistema. Las piezas involucradas son básicamente 5 : a) soporte del motor, b) soporte del sensor de velocidad y caja de reducción, c) soporte del rodamiento, d) soporte del sensor de posición y e) componentes de soporte general y alineación.

Estas partes deben cumplir como función principal dar soporte y alineación a los componentes del sistema. Para tal fin, se decidió utilizar maquinado por medio de control numérico (CNC) y así, garantizar que los centros de todas las piezas coincidieran y el sistema estuviera totalmente alineado independientemente de que el control numérico hubiera sido necesario para maquinar las cajas circulares que forman las piezas y la cantidad de las mismas, ya que son 4 piezas por actuador, y son 13 actuadores.

Todas las piezas que a continuación se describen fueron fabricadas en aluminio, por 2 razones : peso reducido y facilidad de conseguir el material (se puede disponer del material de los almacenes del laboratorio de maquinado por control numérico). Y, debido a las medidas tanto de la caja de reducción como del motor, se seleccionó una barra cuadrada de 2(in) de cada lado por lo que el

trabajo de maquinado se reduce a "sólo" las cajas circulares que albergan a los motores, sensores, cajas de reducción y rodamientos, así como también los orificios roscados para sujeción.

#### Soporte del motor

Esta pieza tiene como función principal soportar al motor. Básicamente, ésta cuenta con una caja circular del diámetro del motor, un agujero roscado para colocar un prisionero ciego y atorar al motor, y cuatro agujeros roscados para colocar los tornillos de sujeción con el soporte general. Además, se cuenta con un agujero pasado para introducir todos los cables de los sensores por él.

A continuación se muestra un dibujo de esta pieza (fig. 5.1), indicando sus partes correspondientes. Para mayores detalles (planos) , ver Apéndice 8.

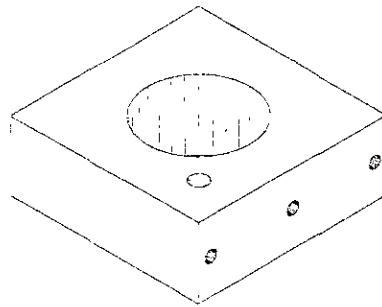


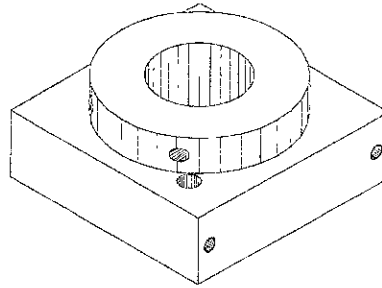
Fig. 5.1 soporte del motor

#### Soporte del sensor de velocidad y caja de reducción

Al igual que la pieza anterior, esta pieza cuenta con una caja circular del diámetro del sensor de velocidad, y un agujero roscado para un prisionero ciego, para fijar dicho sensor. También cuenta con cuatro agujeros roscados para la sujeción con el soporte general, y con el agujero para que pasen los cables de los sensores. Además de lo mencionado, esta pieza cuenta con un chipote en su parte superior para albergar a la caja de reducción. Este chipote, tiene dos agujeros pasados, con el fin de introducir en ellos un seguro, para asegurar que la caja de reducción se mantenga en una sola posición.

En la siguiente figura (fig. 5.2) se observan las diferentes partes de esta pieza. Para mayores detalles, ver el Apéndice 8.

Fig. 5.2 soporte del  
sensor de velocidad  
caja de reducción

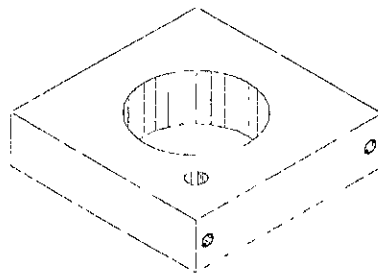


### Soporte del rodamiento

Esta pieza, sirve para soportar a un rodamiento, el cuál es indispensable para que la flecha de la caja de reducción, la cual se acopla a los tendones que mueven los dedos, no se flexione cuando exista una carga longitudinal demasiado grande. Al igual que las piezas anteriores, esta pieza cuenta con un agujero para que pasen los cables de los sensores, y cuatro agujeros roscados para la sujeción con el soporte general. De la misma forma, el en Apéndice 8 se pueden encontrar los planos de esta pieza.

En la figura 5.3 se pueden apreciar las partes de la pieza.

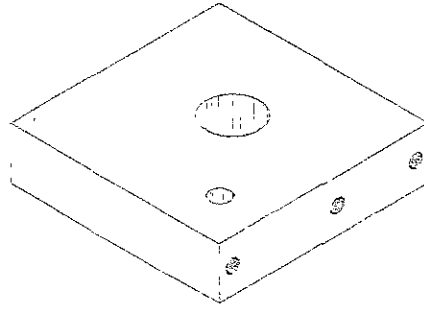
Fig. 5.3 soporte del  
rodamiento



### Soporte del sensor de posición

Esta pieza es un poco diferente a las anteriores, ya que el agujero donde se coloca el sensor de posición no se encuentra centrado, sino que se encuentra desplazado hacia arriba debido a la forma del sensor (ver Capítulo 3). Pero, de igual manera cuenta con el agujero para que pasen los cables del sensor, dos agujeros roscados para prisioneros ciegos con el fin de fijar dicho sensor, y los 4 agujeros roscados para la sujeción en el soporte general.

*Fig. 5.4 soporte de sensor de posición*



En la figura 5.4 se mostraron los detalles de esta pieza. Para mayor detalle, se puede consultar el Apéndice 8.

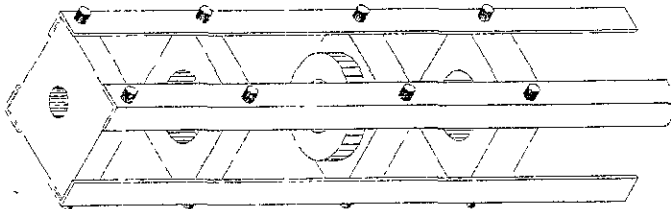
**Soporte general y alineación:**

El soporte general y la alineación de las cuatro piezas anteriores, se logra mediante cuatro perfiles en L rectangulares, así, la parte interior de los perfiles embona perfectamente con los cantos de las piezas, y son sujetadas mediante tornillos de cabeza allen a cada una de las piezas. Como las piezas están maquinadas mediante control numérico, la alineación de las mismas, depende totalmente de la colocación de las piezas en los soportes, pero como ambas tienen caras planas, no es necesario realizar ajustes mayores.

Los perfiles también son de aluminio, y tienen una longitud de 27(cm), con el fin de alojar a todos los componentes del actuador, y en su parte trasera a una tarjeta electrónica en donde se conectan todos los sensores y las terminales, y de ésta tarjeta sale un cable paralelo a el controlador PD.

En la siguiente figura (fig. 5.5) se muestra en ensamble completo de las piezas del actuador.

*Fig. 5.5 ensamble completo de las piezas del actuador*



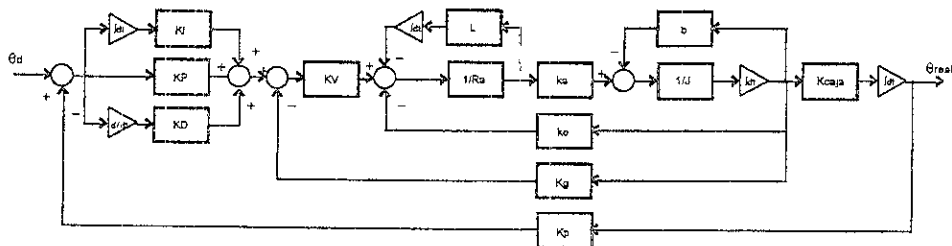
## Diseño de los circuitos electrónicos

Los circuitos electrónicos son : 13 controladores PD para cada actuador, 13 tarjetas de conexión de sensores, 1 circuito "Convertidor D/A", 1 circuito "Selector de Canal" y una tarjeta "Sample & Hold". A continuación se muestra el diseño de cada uno de los circuitos, así como su diagrama electrónico, y una breve descripción de su funcionamiento.

### Controlador PD

Recordando el capítulo anterior :

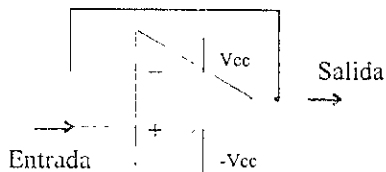
**Fig. 5.6** Diagrama de bloques del sistema completo



nos damos cuenta que es necesario una integración para el control PD, ya que el valor de la constante de integración  $K_I$  es cero. También necesitamos restar y sumar diferentes señales, así como amplificar otras. Todo lo anterior se logra mediante la utilización de amplificadores operacionales, por lo que a continuación se expondrá de forma breve los diferentes arreglos de amplificadores operacionales existentes.

### Amplificador operacional seguidor

Este tipo de arreglo, es un acoplador de impedancias, y su ganancia siempre es uno. La conexión de sus patas es el siguiente :



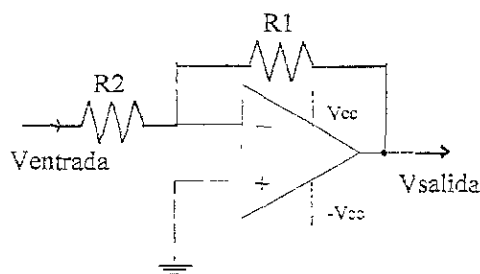


## CAPÍTULO 5

### CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS

#### Amplificador operacional inversor de ganancia controlada

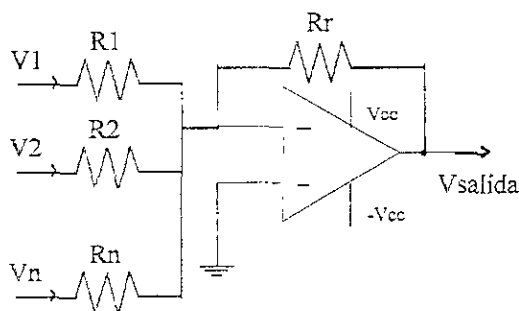
En este caso, la salida del amplificador operacional tiene cierta ganancia en comparación con la señal de entrada, y además la señal esta invertida :



$$V_{salida} = -\frac{R1}{R2} \cdot V_{entrada}$$

#### Amplificador operacional sumador inversor de ganancia controlada

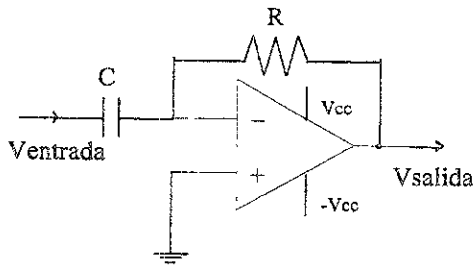
Ahora, la salida del amplificador operacional es la suma de cada una de las entradas, con su correspondiente ganancia, como se puede ver :



$$V_{salida} = -\left(\frac{Rr}{R1} \cdot V1 + \frac{Rr}{R2} \cdot V2 + \dots + \frac{Rr}{Rn} \cdot Vn\right)$$

#### Amplificador operacional derivador inversor

En este caso, la salida es la derivada en el tiempo de la señal de entrada, con cierta ganancia :



$$V_{salida} = -R \cdot C \cdot \frac{dV_{entrada}}{dt}$$

Con los componentes anteriores, estamos listos para diseñar el circuito electrónico.

Primero que nada, todas las entradas del sensor de posición y de la señal de referencia, llevan un seguidor, con el único fin de aislar al circuito de los demás circuitos, y luego, pasan por un inversor con ganancia unitaria. Después hay una resta entre la señal de referencia y la señal del sensor de posición.

La señal resultante de esta resta, es separada en dos señales : una para el controlador proporcional y la otra para el controlador derivativo. Después, las señales de los controladores proporcional con ganancia  $K_P$  y derivativo con ganancia  $K_D$ , se suman, y se les resta la señal del sensor de velocidad, la cual primero pasó por un seguidor y luego por un inversor de ganancia unitaria.

La señal que sale de esta operación, pasa por un inversor de ganancia  $K_V$ , la cuál es alimentada al amplificador de potencia, el cuál tiene un arreglo en T, y está formado por un TIP120 y un TIP125.

El diagrama electrónico es como sigue :

# CAPÍTULO 5

## CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS

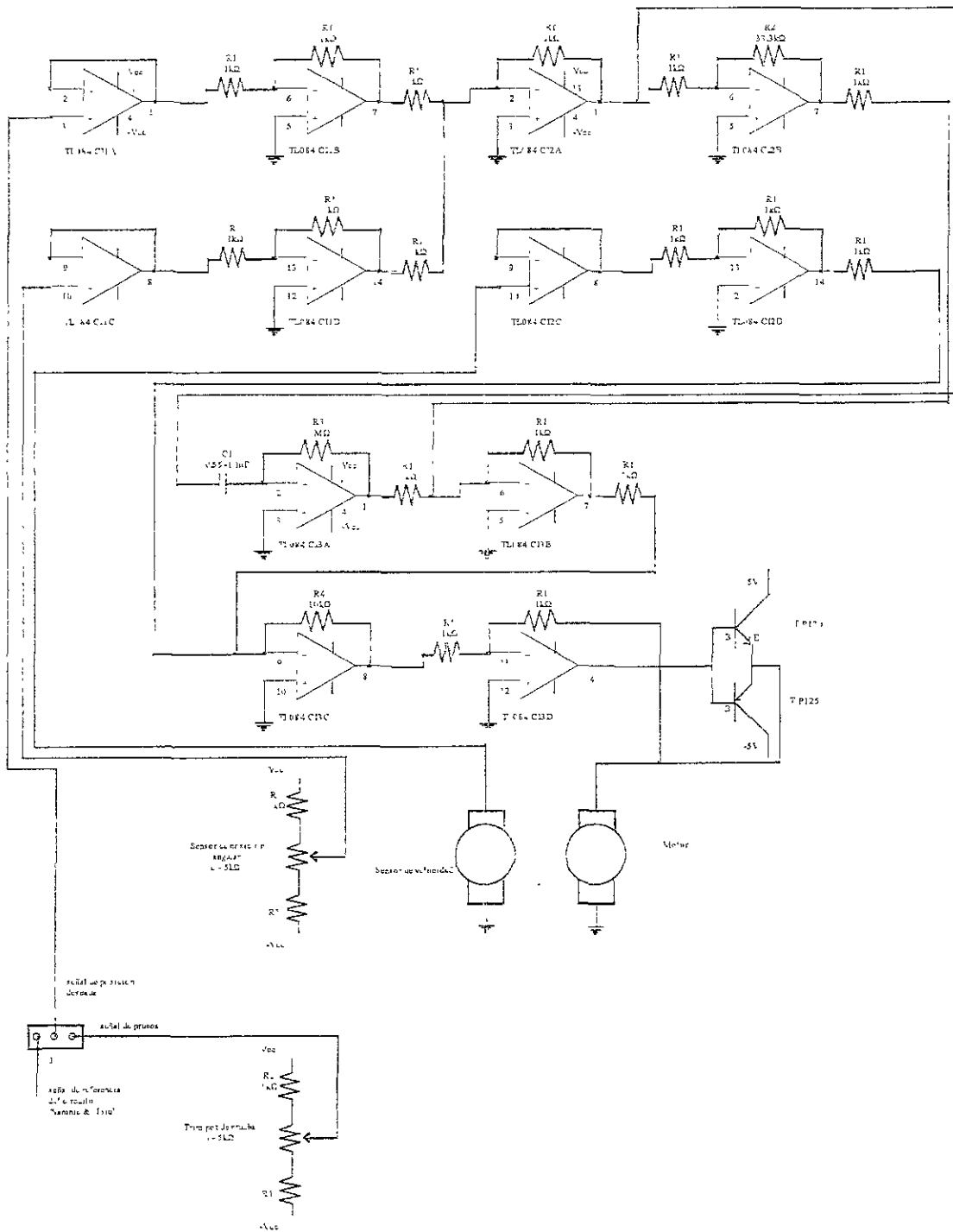


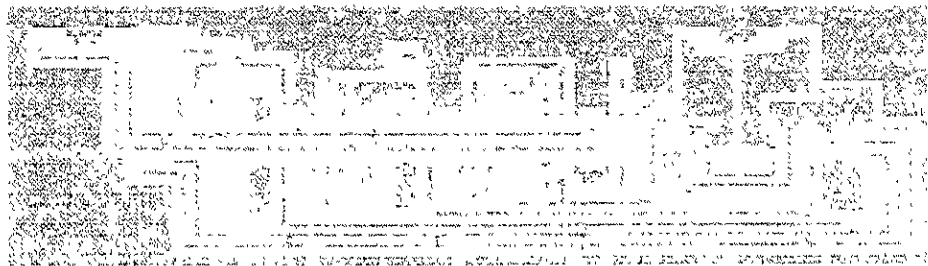
Fig. 5.7 Diagrama electrónico del controlador PD

En la figura anterior (fig 5.7), se aprecia que existe un jumper, para seleccionar la señal que proviene del circuito "Sample & Hold", o una señal de prueba, que se obtiene con un potenciómetro similar al utilizado como sensor de referencia. Si se conecta en el jumper, a la pata de "señal de posición deseada", con la pata de "señal del circuito "Sample & Hold", el controlador funciona de manera automática, y responde a los cambios que el control maestro ordena, pero si se conecta la "señal de posición deseada", con la "señal de prueba", el controlador funciona de manera manual. Esto sirve en el caso que se quiera probar si el controlador funciona de manera adecuada.

Existen varios circuitos integrados de amplificadores operacionales, uno de ellos es el TL084, que es de uso general. Este circuito contiene 4 amplificadores operacionales en su encapsulado y una de las ventajas que presenta es su reducido costo.

El diseño de las pistas, para la implementación de una tarjeta grabada se puede ver a continuación (fig. 5.8), así como una tarjeta ensamblada (el diseño de las pistas se puede ver el Apéndice 9).

fig. 5.8 Diseño de las pistas y tarjeta del controlador PID

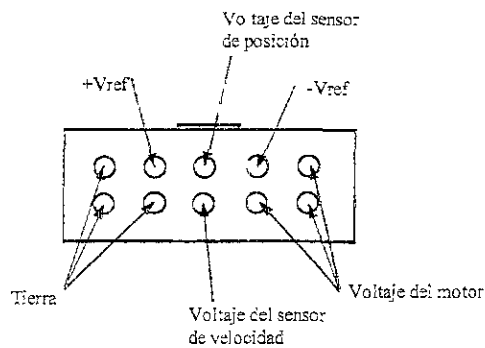


El diseño de esta tarjeta es modular, ya que se pueden desconectar casi todos sus componentes, es decir, tanto la alimentación de voltajes, los transistores, la señal de referencia y el cable plano que conecta al actuador pueden ser desconectados, o intercambiados por otros

El cable plano que une a la tarjeta controladora con el actuador es de 10 hilos, y conecta tanto a el motor como a los sensores con las tarjetas. La disposición de las conexiones de la caja del cable plano es la siguiente (fig 5.9)

## CAPÍTULO 5

### CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS



*Fig. 5.9* Disposición de las conexiones en el cable plano de 10 hilos

Se utilizan tres cables para la tierra y para el voltaje del motor debido a que se manejan corrientes superiores a los 2(A), y así eliminar el sobrecalentamiento de los cables.

El cable plano que une a la tarjeta controladora PD y al actuador, se conecta a la tarjeta de conexión de sensores que se encuentra instalada en el actuador.

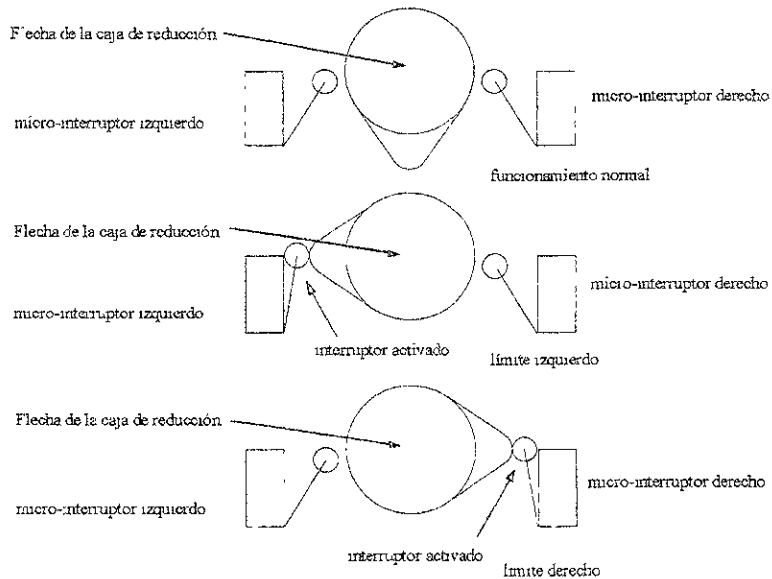
#### Tarjeta de conexión de sensores

Esta tarjeta tiene como único propósito la conexión de los sensores, de el motor y del circuito de seguridad.

El circuito de seguridad fue implementado con el fin de dar cierto ángulo de operación a la flecha de la caja de reducción, y así no dañar a los sensores de posición si se sobrepasa el límite de los mismos.

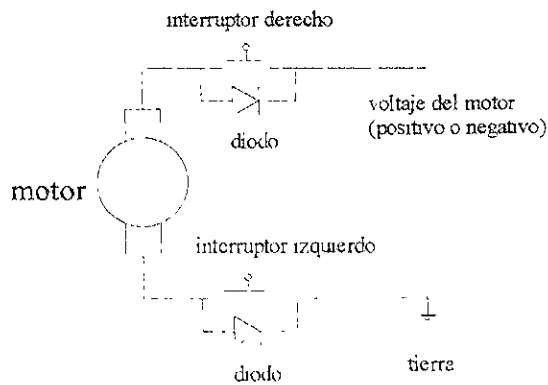
Éste consiste en dos micro-interruptores los cuales son accionados por una leva que se encuentra colocada en la flecha de la caja de reducción. Cuando la flecha de la caja llega a los límites no permitidos, la leva presiona al micro-interruptor y el circuito se abre, por lo que el motor deja de funcionar y la flecha de la caja se detiene en esa posición. Se utiliza un arreglo de diodos, para que al invertir la polaridad del voltaje del motor, el circuito si se encuentre cerrado en esa posición, y así, el actuador se pueda regresar a una posición permitida.

**Fig. 5.10**  
**Funcionamiento del dispositivo de seguridad**



En la figura 5.10 se puede observar con mejor detalle el funcionamiento del dispositivo de seguridad. A continuación se muestra un diagrama electrónico de la conexión del circuito de seguridad, así como del circuito de conexiones (fig. 5.11).

**Fig. 5.11** diagrama electrónico de la conexión del circuito de seguridad



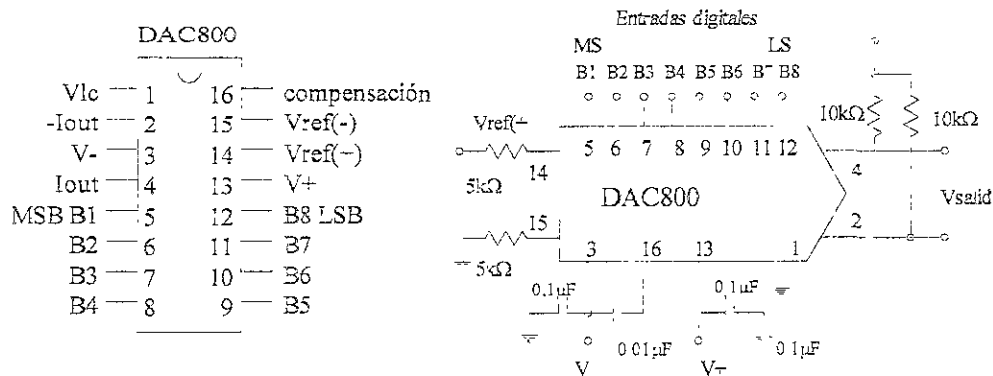
El diseño de las pistas se puede ver el Apéndice 9.

**Tarjeta "Convertidor D/A"**

En este caso, la tarjeta es la implementación de un convertidor D/A, en específico el DAC800. El patigramas del circuito integrado, y la conexión típica se muestran a continuación.

## CAPÍTULO 5

### CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS



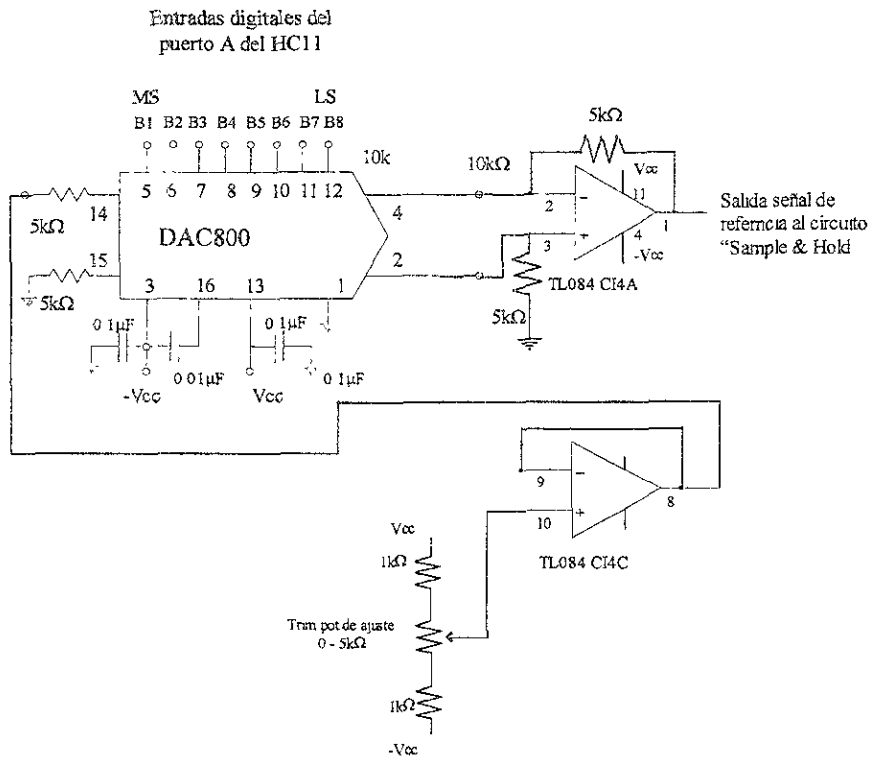
La conexión típica del convertidor DAC800, se comporta como lo describe la siguiente ecuación :

$$V_{salida} = V_{ref} \cdot \left( \frac{-255}{256} + \frac{2X}{256} \right)$$

en donde X es la palabra digital de entrada.

Así, podemos armar el siguiente diagrama electrónico (fig. 5.12), el cual utiliza amplificadores operacionales, para aislar al convertidor de la señal de salida. Además, como se puede apreciar, el voltaje de referencia es variable, con lo que se pueden así ajustar el voltaje máximo de salida. Esta variación del voltaje de referencia se logra utilizando una resistencia variable como divisor de voltaje (la misma configuración que se utiliza en el sensor de posición).

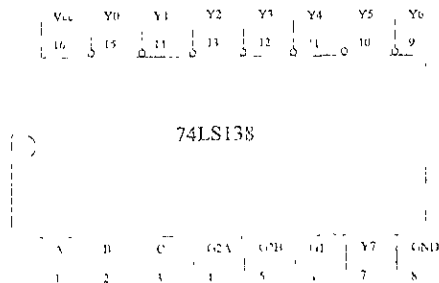
**Fig. 5.12** diagrama electrónico de la tarjeta "Convertidor D/A"



### Tarjeta "Selector de Canal"

Esta tarjeta se encarga de seleccionar el canal para activar el circuito "Sample & Hold". Para esto, se utilizó un circuito selector de canal 74LS138, el cual tiene tres entradas, que seleccionan 8 canales. Debido a que se utilizan 13 canales, fue necesario utilizar dos circuitos integrados 74LS138, y además debido a que las salidas de este chip son en estado bajo cuando el canal se activa, se utilizaron también inversores 74LS04, con el fin de tener una señal en estado alto cuando se seleccione el canal.

El patigrama del 74LS138 se muestra a continuación :





## CAPÍTULO 5

### CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS

Las patas A, B, y C son las entradas que seleccionan al canal, las patas G2A, G2B y G1 son las patas de activación, y las patas Y7 - Y0 son las salidas. El funcionamiento de este circuito se puede apreciar en la siguiente tabla de verdad :

Activación		Entradas			Salidas							
G1	G2*	C	B	A	Y0	Y1	Y2	Y3	Y4	Y5	Y6	Y7
X	1	X	X	X	1	1	1	1	1	1	1	1
0	X	X	X	X	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1
1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1
1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
1	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1
1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1
1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1
1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

$$G2^* = G2A + G2B$$

Debido a que debemos seleccionar 13 canales en vez de 8, fue necesario utilizar dos circuitos 74LS138. Las entradas a la tarjeta son cuatro, ya que bastan 4 bits para representar a los 13 motores ( $2^4=16$ ). Con este arreglo, se "desperdician" 3 canales, que pueden ser utilizados en el futuro para la implementación de tres grados mas de libertad del manipulador antropomórfico.

Para lograr que las cuatro entradas logren controlar a los dos chips, es necesario hacer un arreglo especial, ya que los chips solo tienen tres bits de entrada. Si nos fijamos en la tabla anterior, nos damos cuenta que cuando G1 se encuentra en estado bajo, el circuito integrado manda a todas las salidas estado alto, lo que significa que ningún canal esta seleccionado, de igual manera sucede con la entrada G2\*, pero en este caso, si se encuentra un estado alto el circuito no selecciona ningún canal.

Lo anterior sugiere que el bit mas significativo, llamémosle D, puede controlar el funcionamiento de los dos chips, apagando o encendiéndolos, según sea su valor. Así, si conectamos el bit D a la pata G1 del primer circuito integrado, así como la pata G2 a tierra, cuando se tengan estados altos en D, el chip funciona.

Para activar al segundo chip, se conecta la pata G1 a Vcc, y así siempre se tiene esa pata en estado alto, y el bit D se conecta a G2, así, cuando D esté en estado bajo, es activado el segundo circuito.

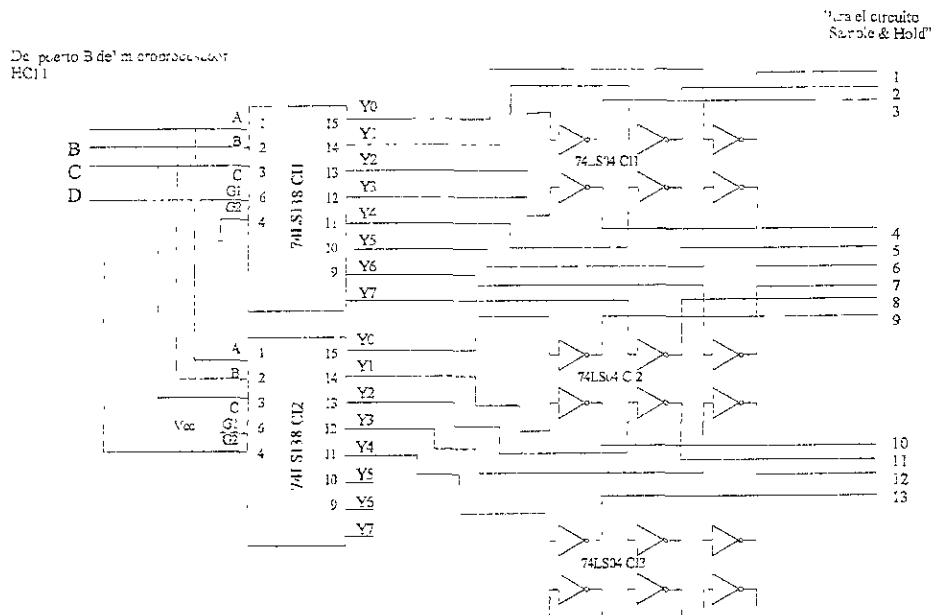
Así, se crea la siguiente tabla de funcionamiento para el arreglo de los 2 chips :

Entradas				Salidas																
D	C	B	A	Y0	Y1	Y2	Y3	Y4	Y5	Y6	Y7	Y8	Y9	Y10	Y11	Y12	Y13	Y14	Y15	
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

La parte de la tabla marcada con gris, son los canales no utilizados.

El diagrama electrónico de las conexiones del circuito "Selector de canal", es muy simple, y se muestra en la figura 5.13.

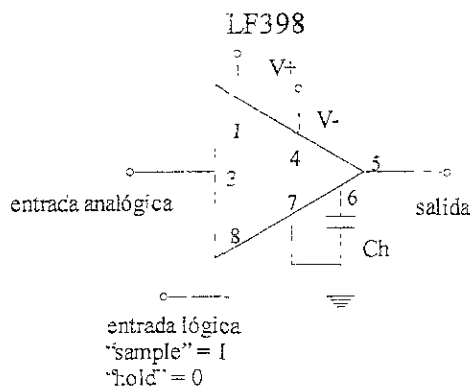
**CAPÍTULO 5**  
**CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS**



**Fig. 5.13** diagrama electrónico de la tarjeta "Selector de Canal"

**Tarjeta "Sample & Hold"**

El objetivo de contar con un "Sample & Hold" es el de mantener la señal de referencia mientras se realiza el barrido de todos los canales. Existe un circuito comercial "Sample & Hold", LF398, el cual es de uso general. La conexión típica de este circuito integrado se muestra a continuación :

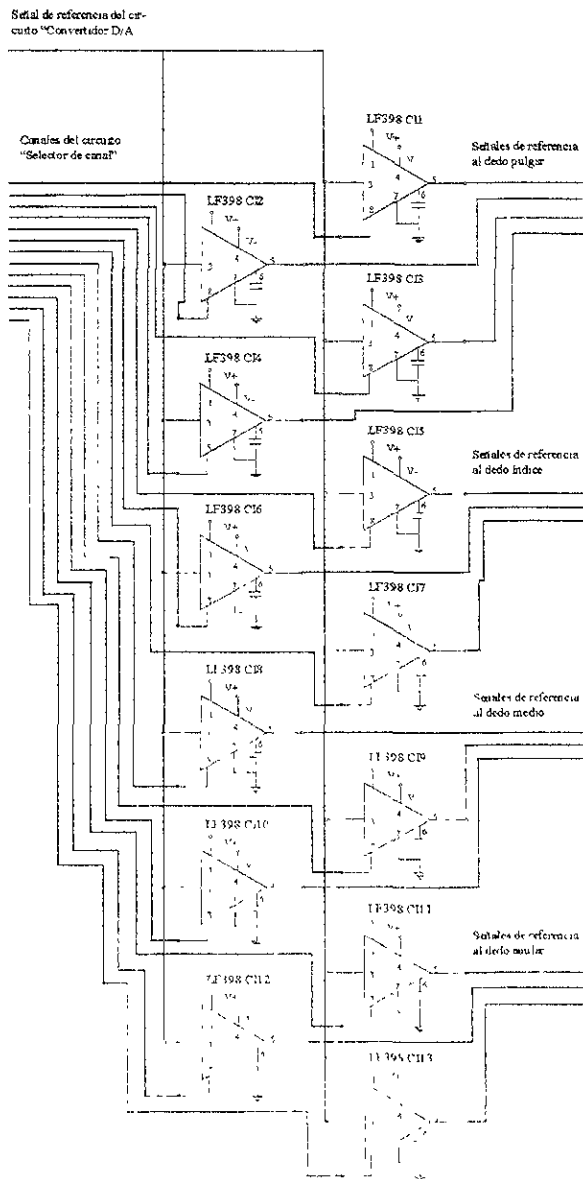


En la pata 8 se encuentra el selector de "Sample" o "Hold", cuando la señal lógica se encuentra en estado alto o "1", el LF398 hace el muestreo de la señal, y funciona como amplificador operacional, pero cuando se encuentra en estado bajo o "0", no hay muestreo de señal, sin embargo se conserva el valor que se tenía en la entrada analógica cuando en estado en la entrada lógica era alto.

El fabricante recomienda que para el capacitor Ch, se utilicen valores típicos de  $0.01(\mu\text{F})$  para aplicaciones de propósito general, sin embargo, este valor puede cambiar, y alterar el tiempo de adquisición y el tiempo de almacenamiento. Para nuestro caso, es suficiente utilizar capacitores de  $0.01(\mu\text{F})$ , teniendo un tiempo de adquisición de  $30(\mu\text{s})$  y un tiempo de almacenamiento de  $500(\text{ms})$ .

El diagrama electrónico de la tarjeta "Sample & Hold" es el siguiente (fig. 5.14):

**Fig. 5.14** diagrama electrónico de la tarjeta "Sample & Hold"



El diseño de las pistas se puede ver en el Apéndice 9.

### Pruebas al sistema

Las siguientes pruebas tienen como fin analizar el comportamiento final del sistema, analizando el tiempo de respuesta, la respuesta en frecuencia, y la bondad de la simulación computarizada del sistema realizada en el capítulo anterior.

#### Pruebas del tiempo de respuesta

Para analizar el tiempo de respuesta del sistema, es necesario excitarlo con un señal tipo escalón. A esta respuesta, se le calcula en tiempo en el que alcanza el 66.66% del valor final de la respuesta. La excitación de escalón fue de  $90^\circ$ , por lo que el sistema, partiendo de  $0^\circ$  tiene que llegar a  $90^\circ$ , así, midiendo en el osciloscopio digital la excitación y la salida del sensor de posición, tenemos que :

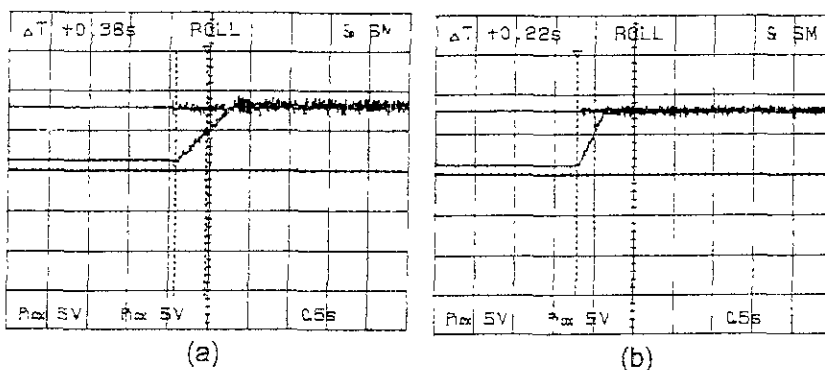


Fig. 5.15 respuesta de los sistemas a un escalón con valor de  $90^\circ$ , a) respuesta del sistema del grupo 2, b) respuesta del sistema del grupo 1

Existen dos tiempos de respuesta, para el sistema del grupo 1, es decir,  $KD \approx 0.55$ , y para el grupo 2,  $KD \approx 1.1$ .

Para el sistema del grupo 1, el tiempo de respuesta T es :

$$T_{gr1} = 0.22(s)$$

Para el sistema del segundo grupo :

$$T_{gr2} = 0.38(s)$$

En el Apéndice 10, se pueden ver todos los resultados de las pruebas.

**Pruebas de respuesta en frecuencia**

Estas pruebas se realizan para determinar hasta que frecuencia el sistema puede responder. Un análisis correcto se realiza mediante diagramas de Bode, que representan la respuesta en frecuencia del sistema, pero en este caso, debido a que existe el fenómeno de saturación en los circuitos electrónicos del controlador, no es posible realizar uno en el que el sistema pueda ser descrito con ecuaciones matemáticas, ya que el fenómeno de la saturación presenta no linealidades.

Sin embargo, sí se pueden realizar pruebas a distintas frecuencias, hasta determinar la frecuencia de corte, la cual, se da cuando la respuesta del sistema tiene una ganancia de aproximadamente 70% (-3(dB)) de la excitación del sistema.

En ambos casos (controlador del grupo 1 y del grupo 2), se realizaron pruebas con una excitación senoidal, hasta encontrar la frecuencia de corte mencionada anteriormente. Los resultados de las pruebas se pueden ver en el Apéndice 10.

Los resultados fueron los siguientes :

Para los controladores del grupo 1, la frecuencia de corte es :

$$f_{c_1} = 1.778(\text{Hz})$$

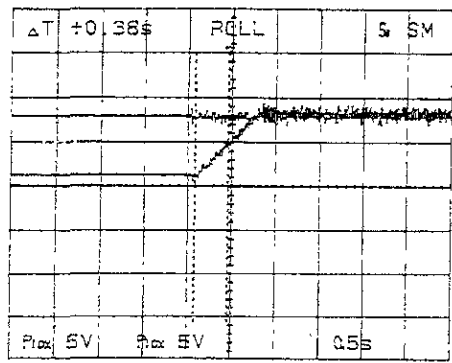
Para el grupo 2 :

$$f_{c_2} = 1.633(\text{Hz})$$

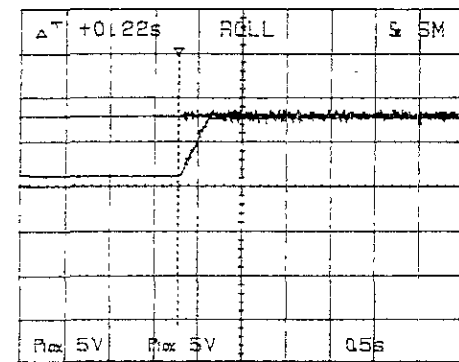
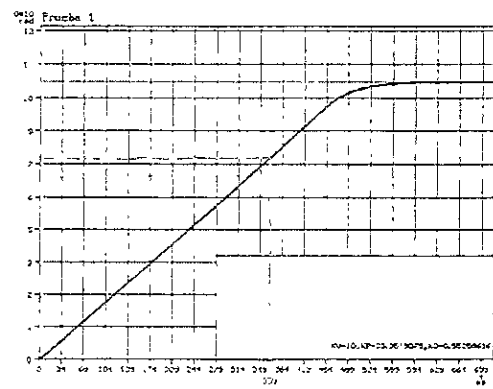
**CAPÍTULO 5**  
**CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS**

**Pruebas de comprobación de la simulación**

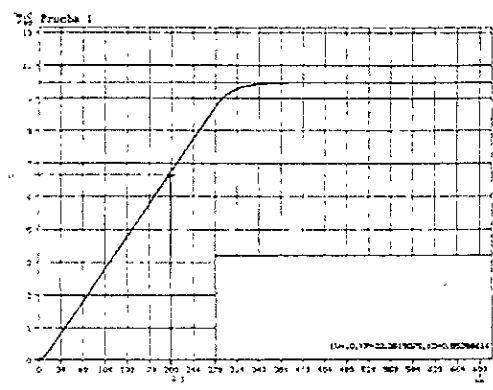
Estas pruebas se realizaron con el fin de comparar la respuesta real del sistema con la respuesta de la simulación. Como se puede ver en la siguiente figura (fig. 5.16), el tiempo de respuesta de la simulación del sistema es muy similar para ambos controladores, comparándolo con el tiempo de respuesta real obtenida en la prueba anterior.



(a)



(b)



*Fig. 5.16 tiempo de respuesta de la simulación, a) grupo 2, b) grupo 1*

El tiempo de respuesta para el grupo 2, es :

- real : 0.38(s)
- simulado : 0.359(s)

para el grupo 1 :

- real : 0.22(s)
- simulado : 0.213(s)

Los errores son :

grupo 1 : 5.5263(%)

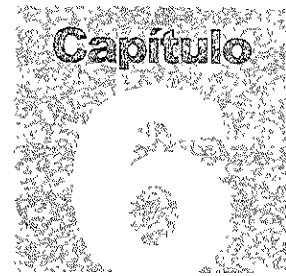
grupo 2 : 3.1818(%)

El tiempo de respuesta de las simulaciones se aproxima muy adecuadamente al tiempo de respuesta medida en los actuadores, por lo se puede decir que la simulación del sistema es correcta, y por ende, la elección de los parámetros de control.

Así pues, se da por terminado el diseño de los actuadores para la instrumentación del manipulador antropomórfico.

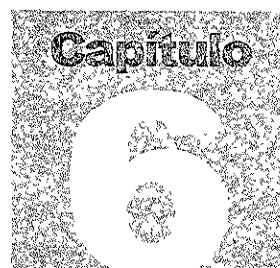
En el siguiente capítulo se presentarán las conclusiones obtenidas en la realización de este trabajo.





INSTRUMENTACIÓN DE UN MANIPULADOR  
ANTROPOMÓRFICO CAPAZ DE REPRODUCIR LOS  
MOVIMIENTOS DE LA MANO HUMANA UTILIZANDO UN  
MICROPROCESADOR 68HC11

Conclusiones



## Conclusiones

Las conclusiones de esta parte del proyecto se pueden dividir en varios aspectos, como son las ventajas y desventajas de la instrumentación propuesta, así como también expectativas a futuro del "Manipulador Antropomórfico Teleoperado". Aunque la primera fase del MAT se ha concluido, no quiere decir que se haya terminado, es más, comienza una nueva etapa en el Departamento de Mecatrónica de la Facultad de Ingeniería, la cual es darle seguimiento a los proyectos, perfeccionarlos con el tiempo, y así, realizar investigación de punta en el país.

### Ventajas de la instrumentación propuesta

1. Existe un elevado par en la flecha del actuador, lo cual es debido a la reducción que ofrecen los engranes planetarios (60 :1) y el elevado "torque de parada" con el que cuentan los motores, aunque esto significa un consumo elevado de corriente.
2. El sistema cumple con las expectativas propuestas, ya que funciona de una manera muy satisfactoria ; es impresionante ver como el motor de corriente directa, tan "salvaje" se comporte de una manera tan dócil, estable y predecible.
3. Cabe mencionar que con el controlador propuesto, el error en estado permanente es CERO.
4. El tiempo de respuesta es muy bueno, ya que en el peor de los casos, este asciende aproximadamente a 0.35(s), el cual es más que suficiente para cumplir los requerimientos del usuario que controla al manipulador con el guante sensor.
5. La respuesta en frecuencia también resultó ser excepcional, pues se logran frecuencias que difícilmente puede mantener el usuario en un tiempo dado. Además, no hay que olvidar que las pruebas

realizadas al actuador fueron del límite superior al inferior, cosa que nunca sucederá en la práctica, ya que los movimientos de la mano del usuario también están restringidos.

6. El diseño realizado es totalmente modular, y si algún componente llegase a fallar, su intercambio es muy sencillo, lo que reduce el tiempo de mantenimiento, además de permitir que partes del sistema funcionen aunque otras partes no se encuentren conectadas.
7. El precio del sistema es relativamente pequeño, si se compara con los actuadores comerciales, ya que todos los componentes utilizados en un sólo actuador no tienen un precio mayor a los 300 pesos, además de que todos los componentes se pueden conseguir fácilmente.

#### **Desventajas de la solución utilizada**

En realidad no existen grandes desventajas en el sistema, pero sí existen dos que son muy importantes y que deben ser mencionadas :

1. El sistema presenta un consumo excesivo de corriente. debido a que el motor puede soportar grandes corrientes en su embobinado. En algunas pruebas, se necesitó hasta más de 3(A) para poder accionar al motor que se encontraba bloqueado por alguna razón. En el funcionamiento ideal del sistema (es decir, sin carga en la flecha del actuador), se consume hasta 1(A) por actuador, lo cual, es un consumo elevado de corriente si se considera que son trece actuadores, y además, que éstos funcionan a un voltaje de  $\pm 5(V)$ , lo que nos da una potencia consumida de 65(W), pero, si se somete al MAT a una carga, como levantar algo con los dedos, la corriente necesaria puede ser altísima (52(A) si se bloquean todos las flechas de los actuadores), lo cual es imposible de conseguir con las fuentes de laboratorio con las que se cuentan.
2. El peso de los actuadores es relativamente elevado, ya que cada actuador pesa aproximadamente 600(g), lo cual, vuelve casi imposible colocar el banco de actuadores en un brazo o en alguna articulación, si consideramos que el peso de los 13 actuadores es aproximadamente de 8(kg), y colocar un arreglo de tendones tan largo como para dejar el banco de actuadores afuera del brazo tiene muchos inconvenientes.

### **Expectativas a futuro del MAT**

Desde el punto de vista de la instrumentación del manipulador, existen varias mejoras que se le pueden realizar al MAT. A continuación, se presentan algunas sugerencias para la construcción de la segunda fase del Manipulador Antropomórfico Teleoperado :

1. Es muy factible la utilización de un control digital, utilizando motores de pasos, y una computadora PC para su implementación, esto simplificaría las estructuras de soporte (los motores de pasos no necesitan soporte especial), y reduciría el hardware del sistema.
2. Se recomienda explorar nuevos sistemas de transmisión de movimiento, como el reductor de lóbulos o el reductor armónico, con los que se pueden lograr reducciones impresionantes, con el consecuente aumento de par, además de que estos sistemas de reducción no presentan juego o "backlash", por lo que el modelado teórico del sistema coincidiría más aún con la realidad debido a que se eliminan las no linealidades inherentes de los engranes.
3. Para el nuevo esquema de instrumentación que se seleccione, hay que considerar hasta el más mínimo detalle que se presente, como eficiencias de transmisión, no linealidades como el backlash, o en regímenes de giro bajos en los tacogeneradores.
4. Definitivamente, si se utiliza un control digital por medio de una computadora, se sugiere no considerar a los momentos de inercia de las falanges de los dedos constantes, sino calcular en base a la información de los ángulos, dichos momentos de inercia, por lo que se recomienda utilizar una computadora con un poder de cálculo elevado.
5. Por último, al realizar las simulaciones de los sistemas involucrados, usar preferentemente paquetes de matemáticas como el MatLab, los cuales ahorran todo el trabajo extra en la programación del sistema, además de ser mas veloces y precisos. Con estas herramientas se pueden encontrar fácilmente los diagramas de Bode, de estabilidad root-locus, etc. con sólo introducir una instrucción.

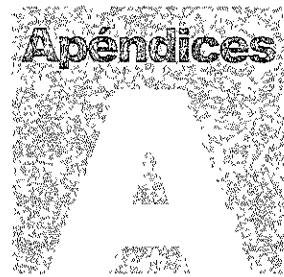
#### **Conclusiones personales**

Yo en particular, quedé muy satisfecho con el funcionamiento del sistema, de su factibilidad económica y de construcción, sin embargo estoy totalmente impresionado de la similitud que existen en las mediciones reales y las predicciones de las simulaciones. Esto quizá se deba a que el modelado matemático realizado fue muy completo.

Otra de las cuestiones que hay que mencionar es el modelado de sólidos realizado para el modelado de la caja de reducción, utilizando el paquete CAD-Key pues como se vio en los resultados, el valor obtenido por el modelado matemático aunado con el modelado de sólidos fue casi igual al obtenido en las mediciones, y cabe decir que en ningún momento tenía yo idea del valor que obtendría por los dos métodos.

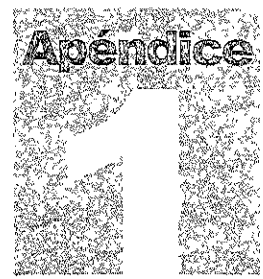
Una de las herramientas mas poderosas que se utilizaron en este trabajo de tesis, fue el ensamblador cruzado ICC11, el cual nos permitió programar en lenguaje C, las rutinas que el microprocesador debería seguir, simplificando la tarea enormemente, y ahorrándonos la tediosa labor de programar en lenguaje ensamblador.

No cabe duda que las computadoras liberan al ingeniero de largas y aburridas tareas en el diseño y la construcción, sin embargo, aún es necesario pensar y meditar sobre las soluciones a un problema. Y es esa capacidad de discernir entre lo práctico y lo impráctico, entre lo viable y lo no viable lo que nos hace humanos, lo que nos hace inteligentes, lo que nos mantiene vivos.



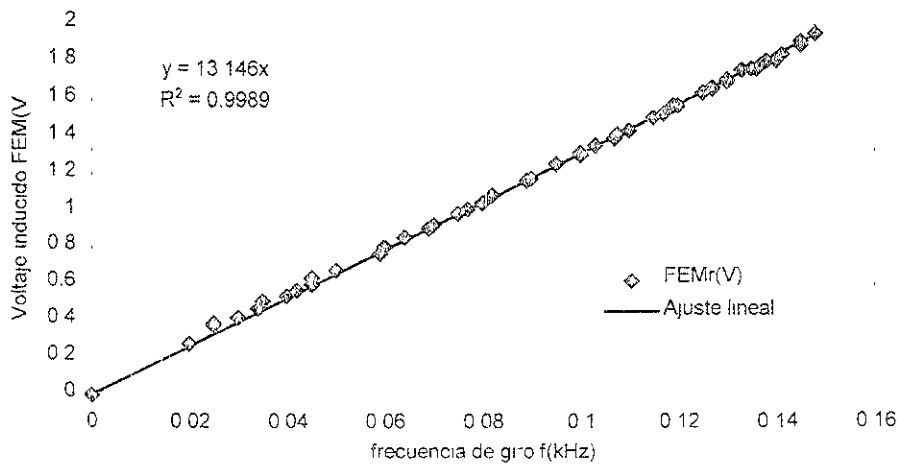
INSTRUMENTACIÓN DE UN MANIPULADOR  
ANTROPOMÓRFICO CAPAZ DE REPRODUCIR LOS  
MOVIMIENTOS DE LA MANO HUMANA UTILIZANDO UN  
MICROPROCESADOR 68HC11

Apéndices



## Caracterización del motor de corriente directa

Obtención de la constante electro motriz (ke)

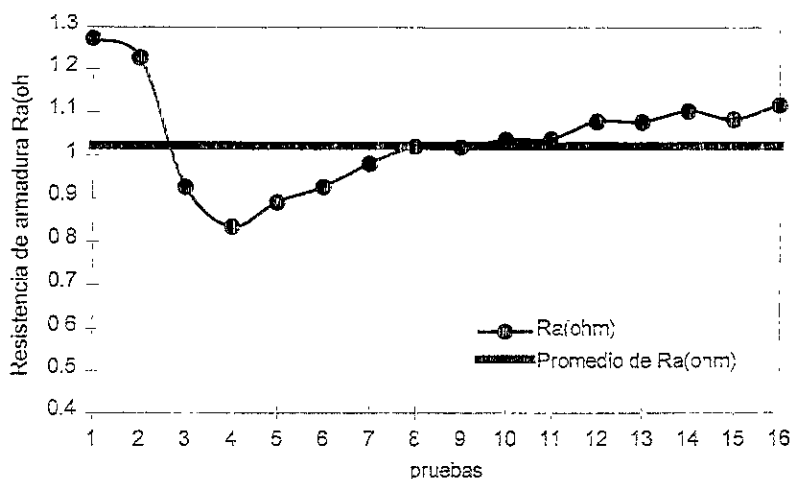


f(kHz)	FEM(v)	f(kHz)	FEM(V)	f(kHz)	FEM(V)
0	0	0.075	0.99	0.127	1.67
0.02	0.28	0.077	1.015	0.127	1.66
0.02	0.28	0.08	1.05	0.13	1.71
0.025	0.38	0.082	1.09	0.13	1.7
0.025	0.39	0.089	1.17	0.133	1.76
0.03	0.42	0.09	1.18	0.135	1.77
0.034	0.47	0.095	1.26	0.136	1.77
0.035	0.51	0.1	1.31	0.137	1.79
0.04	0.54	0.1	1.32	0.138	1.81
0.042	0.57	0.103	1.36	0.14	1.815
0.045	0.64	0.107	1.4	0.14	1.82
0.045	0.6	0.1075	1.42	0.141	1.84
0.05	0.68	0.11	1.44	0.145	1.91
0.059	0.77	0.115	1.51	0.145	1.89
0.03	0.81	0.117	1.53	0.148	1.95
0.064	0.86	0.119	1.57		
0.069	0.91	0.12	1.57		
0.07	0.93	0.125	1.64		

## APÉNDICE 1

### Caracterización del motor de corriente directa

Obtención de la resistencia de armadura Ra



i(A)	v(V)	f(Hz)	Ra(Ω)
0.33	0.42	0	1.27272727
0.44	0.54	0	1.22727273
1.33	0.87	0	0.65413534
0.79	1.2	58.13	0.83467136
0.79	1.387	73.52	0.89020659
0.79	1.482	80.64	0.92664193
0.79	1.55	83.33	0.98105076
0.8	1.678	92.59	1.02114
0.8	1.71	96.15	1.01975495
0.82	1.82	104.1	1.03886448
0.85	1.94	113.6	1.03943385
0.86	2.035	119	1.07941711
0.86	2.15	131.5	1.07796346
0.86	2.24	138.8	1.10367267
0.87	2.31	147	1.08379123
0.87	2.37	150.3	1.11748089
		Promedio	1.02301404

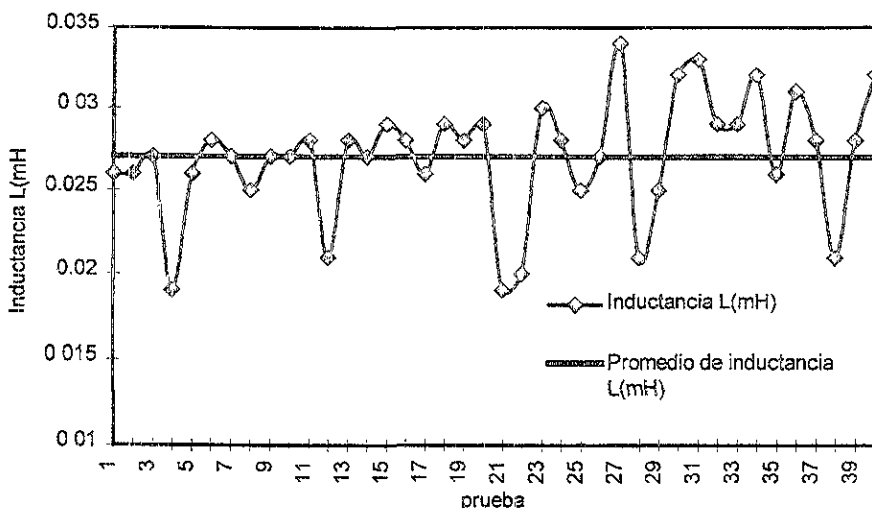
$$R_a = \frac{V_m - k_e \cdot \omega}{I_a}$$

$$\text{si } \frac{di_a}{dt} = 0$$

Promedio de la resistencia de armadura  
 $R_a = 1.02301404(\Omega)$



Obtención de la inductancia L



Mediciones de la Inductancia (mH)

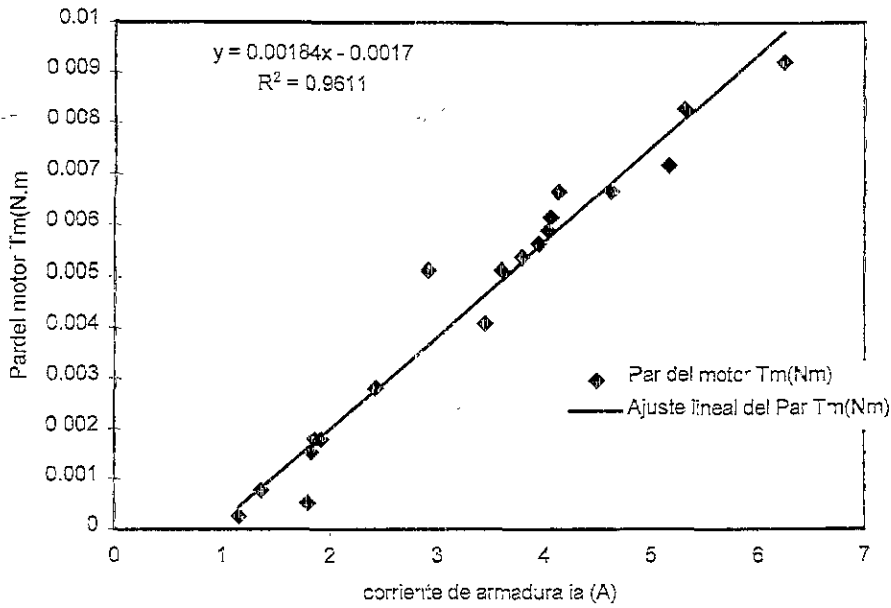
0.026	0.029	0.025
0.026	0.028	0.032
0.027	0.026	0.033
0.019	0.029	0.029
0.026	0.028	0.029
0.028	0.029	0.032
0.027	0.019	0.026
0.025	0.02	0.031
0.027	0.03	0.028
0.027	0.028	0.021
0.028	0.025	0.028
0.021	0.027	0.032
0.028	0.034	0.027025
0.027	0.021	

Promedio de la inductancia  
 $L=0.027025(\text{mH})$

## APÉNDICE 1

### Caracterización del motor de corriente directa

Obtención de la constante de armadura  $k_a$

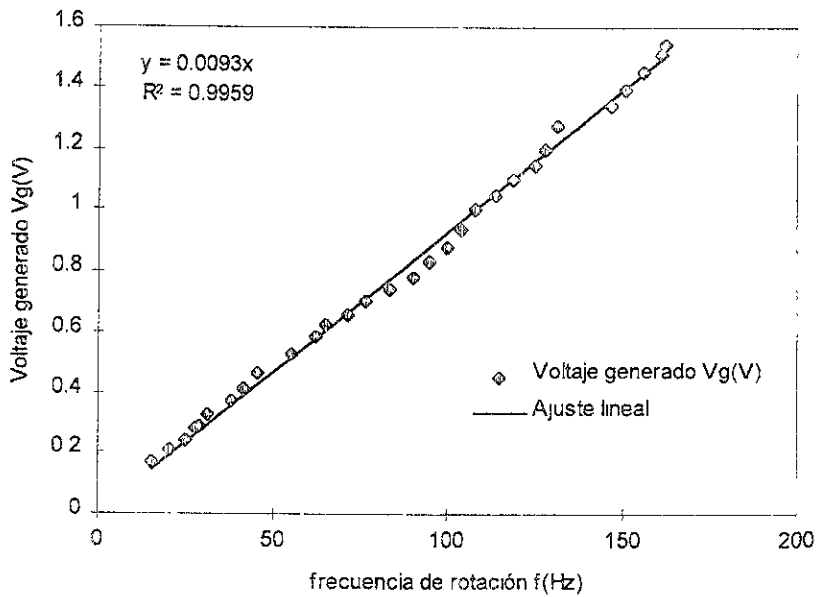


F(dN)	$i_a$ (A)	Par del motor $T_m$ (Nm)
1.6	1.15	0.00256
3.2	1.79	0.00512
9.6	1.82	0.01536
11.2	1.915	0.01792
17.6	2.42	0.02816
25.6	3.44	0.04096
32	3.6	0.0512
33.6	3.79	0.05376
38.4	4.06	0.06144
41.6	4.62	0.06656
4.8	1.36	0.00768
11.2	1.86	0.01792
32	2.91	0.0512
36.8	4.04	0.05888
44.8	5.16	0.07168
41.6	4.13	0.06656
35.2	3.95	0.05632
51.84	5.31	0.082944
57.6	6.25	0.09216

Caracterización del motor de corriente directa

El par del motor se obtiene multiplicando la fuerza por el radio de la polea.  $R=1.6(\text{cm})$ .  $T=F \cdot R/1000$ , por las unidades.

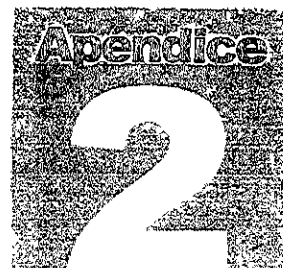
Obtención de la constante del generador  $k_{eg}$



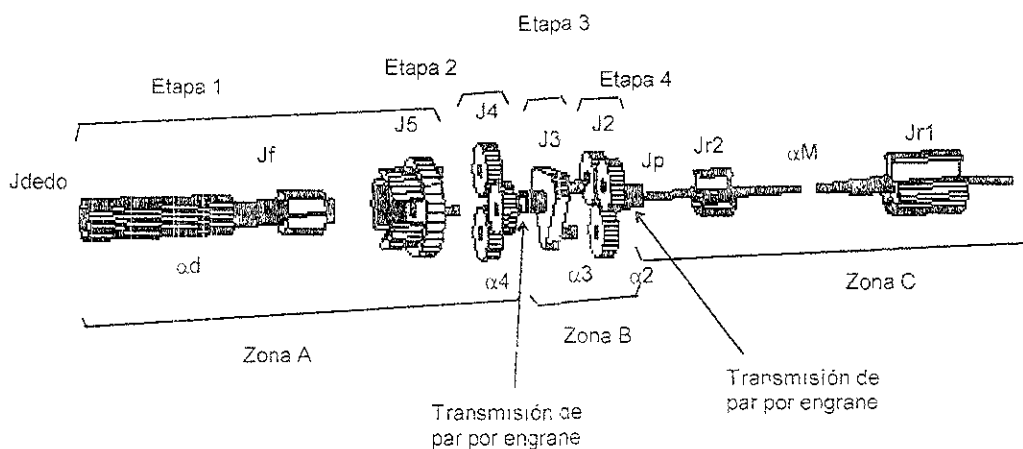
f(Hz)	Voltaje generado Vg(V)
29.41	0.285
15.62	0.17
20.83	0.21
25	0.24
27.77	0.28
31.25	0.325
38.46	0.37
41.66	0.41
45.45	0.465
55.55	0.53
62.5	0.585
65	0.625
71.42	0.66
76.5	0.7
83.33	0.74

f(Hz)	Voltaje generado Vg(V)
90	0.78
95	0.83
100	0.88
104	0.935
108	1
113.6	1.05
119	1.1
125	1.145
128	1.2
131.5	1.278
147	1.34
151.1	1.395
156.2	1.45
161.2	1.51
162.3	1.54

La constante del generador  $k_{eg}$  es :  
 $k_{eg} = 1.4801e-3$  (V·s/rad)



## Modelado de las inercias de la caja de reducción



Utilizando el paquete de modelado de sólidos Cad-Key, fue muy sencillo encontrar los valores de las inercias de los componentes de la caja de reducción, así :

Parte	J(kg.m <sup>2</sup> )
Jr1	4.626e-7
Jr2	5.523e-8
Jp	4.791e-9
J2 (cada engrane)	1.43e-8
J <sub>2/3</sub> (tres engranes)	7.085e-8
J3	5.276e-7
J4 (cada engrane)	1.432e-8
J <sub>4/5</sub> (tres engranes)	7.085e-8
J5	2.372e-6
Jf	5.586e-7

las constantes de la ecuación e3.21 son :

## APÉNDICE 2

### Modelado de las inercias de la caja de reducción

---

los radios de los engranes son :

$$r_1 = 4.23(\text{mm})$$

$$r_2 = 12.7(\text{mm})$$

así, las constantes son :

$$k = (r_1/r_2)$$

$$k = 0.3307$$

$$\omega_2 = \frac{\omega_1 \cdot r_1}{2 \cdot r_2} = A \cdot \omega_1$$

$$\omega_3 = \frac{\omega_1 \cdot r_1}{2 \cdot (r_1 + r_2)} = B \cdot \omega_1$$

Así :

$$A = \frac{r_1}{2 \cdot r_2}$$

$$B = \frac{r_1}{2 \cdot (r_1 + r_2)}$$

$$A = 0.16653$$

$$B = 0.124926$$

sustituyendo los valores anteriores en la ecuación e3.21

$$J = J_p + J_{r1} + J_{r2} + k \cdot ((J_3 + J_{2/3}) \cdot B + 3 \cdot J_2 \cdot A + \\ + k \cdot [(J_{dedo} + J_f + J_5 + J_{4/5}) \cdot B^2 + 3 \cdot J_4 \cdot A \cdot B])$$

tenemos que

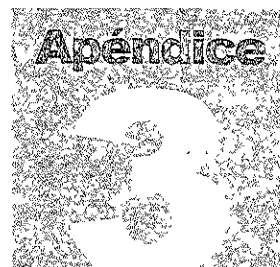
$$J = 5.553e-7 \text{ (kg} \cdot \text{m}^2\text{)}$$

## Momentos de inercia de los dedos

Los momentos de inercia de los dedos que a continuación se muestran fueron obtenidos por Luis Vicente Coloma Margolies, en su trabajo de tesis, utilizando el modelador de sólidos de Auto-Cad versión 13. Así :

Pieza	I <sub>yy'</sub>	I <sub>zz'</sub>
Pulgar V	0.000367444	0.000366718
Pulgar H	0.000238141	0.000237301
Pulgar M y D	5.02919E-05	4.97794E-05
Pulgar D	3.91203E-06	3.73574E-06
Indice V	0.000278705	0.000278017
Indice H.	0.000172737	0.000171935
Indice M yD	2.32284E-05	2.27796E-05
Medio V.	0.000361039	0.00036029
Medio H	0.000234053	0.000233189
Medio M y D	3.25416E-05	3.20609E-05
Anular V.	0.00033306	0.000332333
Anular H	0.000212982	0.000212141
Anular M y D	2.86867E-05	2.8221E-05

Estos momentos de inercia, están referidos a los ejes de giro de cada pieza. Observando la figura Fig. 1.3, podemos notar todos y cada uno de los movimientos de los dedos del manipulador antropomórfico, así como también cada una de las piezas del manipulador, y sus ejes de giro.



## Obtención de la fricción viscosa rotacional y del momento de inercia utilizando el método del tiempo de respuesta

Utilizando las ecuaciones e3.25 y e3.26, obtenemos diferentes mediciones que son :

$$b = \frac{k_a}{R_a} \cdot \left[ \frac{k_{e_g} \cdot V_e}{V_m} - k_e \right] \dots e3.25$$

$$J = \frac{\tau \cdot (R_a \cdot b + k_a \cdot k_e) - L \cdot b}{R_a} \dots e3.26$$

Resumen de las constantes del Motor y de la Caja		
L	2.75E-05	(H)
J	5.37E-07	(kg.m <sup>2</sup> )
b	1.9978E-06	(N m.s/rad)
R <sub>a</sub>	1.02301	(Ohm)
k <sub>e</sub>	2.05E-03	(V.s/rad)
k <sub>a</sub>	1.84E-03	(N.m/A)
k <sub>eg</sub>	1.48E-03	(V.s/rad)
efic	0.87	

Las mediciones obtenidas fueron las siguientes :

V <sub>e</sub> (V)	V <sub>m</sub> (V)	T(s)
1.272	0.552	0.1
1.52	0.68	0.096
1.755	0.84	0.096
2.14	1.02	0.095

### APÉNDICE 3

#### Obtención de la fricción viscosa rotacional y del momento de inercia utilizando el método del tiempo de respuesta

datos obtenidos, continuación...

Ve(V)	Vm(V)	T(s)
2.311	1.16	0.095
2.32	1.18	0.094
2.307	1.08	0.093
2.316	1.14	0.093
2.309	1.08	0.093
2.303	1.06	0.094
2.299	1.02	0.093
2.301	1.06	0.093
2.374	1.12	0.093
2.377	1.12	0.094
2.355	1.08	0.095
2.369	1.12	0.093

aplicando estos datos a las ecuaciones e3.25 y e3.26, obtenemos lo siguiente :

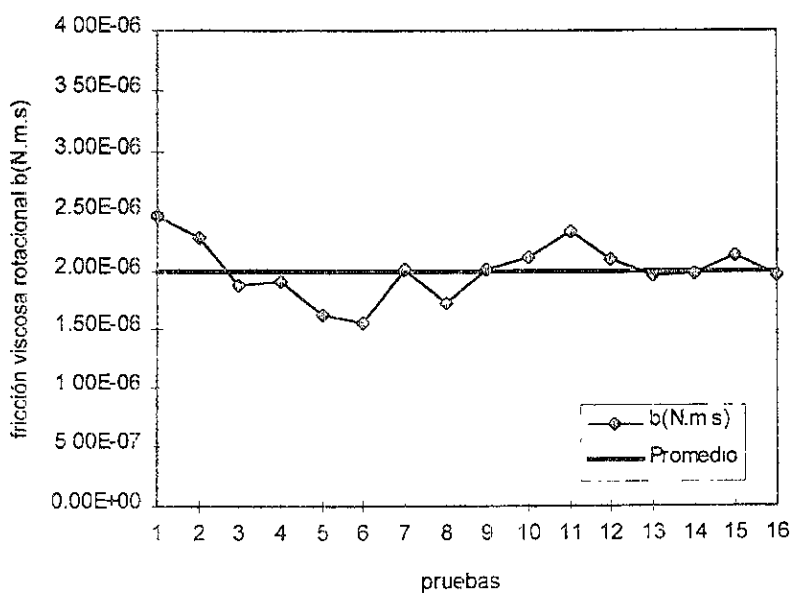
b(N.m.s)	J(kg.m <sup>2</sup> )	
2.4552E-06	6.1455E-07	
2.271E-06	5.7229E-07	
1.8815E-06	5.3492E-07	
1.9049E-06	5.3156E-07	
1.6227E-06	5.0476E-07	
1.553E-06	4.929E-07	
2.0064E-06	5.2981E-07	
1.7276E-06	5.0389E-07	
2.0114E-06	5.3027E-07	
2.1039E-06	5.4467E-07	
2.3207E-06	5.5903E-07	
2.0988E-06	5.384E-07	
1.9625E-06	5.2573E-07	
1.9697E-06	5.3205E-07	
2.125E-06	5.5247E-07	
1.9506E-06	5.2462E-07	
<b>1.9978E-06</b>	<b>5.37E-07</b>	<b>promedio</b>

y así, si graficamos estos valores, podemos obtener las siguientes gráficas :



*Obtención de la fricción viscosa rotacional y del momento de inercia  
utilizando el método del tiempo de respuesta*

Obtención de la fricción viscosa rotacional (b)

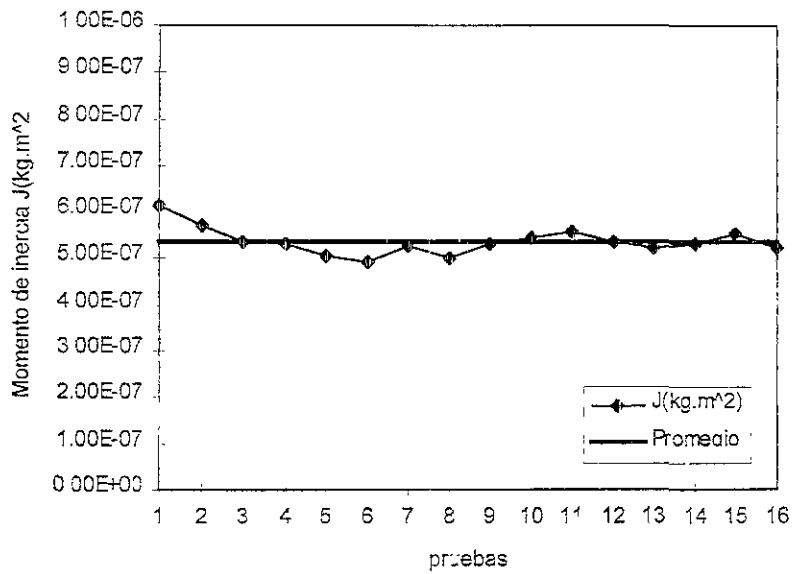


$b = 1.9978E-06$  (N.m.s)

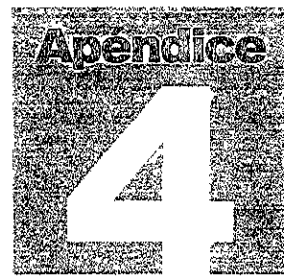
### APÉNDICE 3

Obtención de la fricción viscosa rotacional y del momento de inercia utilizando el método del tiempo de respuesta

Obtención del momento de inercia (J)



$$J = 5.37\text{E}-07 \text{ (kg}\cdot\text{m}^2\text{)}$$



## Métodos de sintonización de un controlador PID

A continuación se muestra un resumen de los diferentes métodos que existen para sintonización de controladores PID. Para esto, se tiene que  $K_D=K_P \cdot T_d$  y  $K_I=K_P/T_i$ .

### Método Modulus Optimum (BO)

Las ecuaciones son :

Una constante de tiempo :

$$G(s) = \frac{k}{\tau s + 1} \quad C(s) = \frac{0.5}{k\tau} \cdot \frac{1}{s}$$

Dos constantes de tiempo

$\tau_1 > \tau_2$	
$\frac{k}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$	K $T_1$
P	$\frac{\tau_1}{2k\tau_2}$
PI	$\frac{\tau_1}{2k\tau_2}$ $T_1$

Tres constantes de tiempo

$\tau_1 > \tau_2$			
$\frac{k}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$		K	$T_i$
P		$\frac{\tau_1}{2k\tau_2}$	
PI		$\frac{\tau_1}{2k\tau_2}$	$\tau_1$

Una constante de tiempo con integración

$\frac{k}{s(\tau s + 1)}$	K
P	$\frac{1}{2k\tau}$

Dos constantes de tiempo con integración

$\tau_1 > \tau_2$			
$\frac{k}{s(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$	K	$T_i$	$T_d$
PD	$\frac{1}{2k\tau_2}$		$\tau_1$

Método Symetrical Optimum (SO)

Las ecuaciones son :

Dos constantes de tiempo :

$\tau_1 > \tau_2$			
$\frac{k}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$	K	$T_i$	b
PI	$\frac{\tau_1}{2k\tau_2}$	$4\tau_2$	0

El error en la parte proporcional es  $e_p = b \cdot y_{deseada} - y_{real}$

## APÉNDICE 4

### Métodos de sintonización de un controlador PID

Tres constantes de tiempo

$\tau_1 > \tau_2 > \tau_3$					
$\frac{k}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)(\tau_3 s + 1)}$	K	$T_i$	$T_d$	b	c
PID	$\frac{\tau_1(\tau_2 + 4\tau_3)}{8k\tau_3^2}$	$\tau_2 + 4\tau_3$	$\frac{4\tau_2\tau_3}{\tau_2 + 4\tau_3}$	$\frac{\tau_2}{\tau_2 + 4\tau_3}$	0

El error en la parte proporcional es  $e_p = b \cdot Y_{deseada} - Y_{real}$

El error en la parte derivativa es  $e_d = c \cdot Y_{deseada} - Y_{real}$

Una constante de tiempo con integración

$\frac{k}{s(\tau s + 1)}$	K	$T_i$	b
PI	$\frac{1}{2k\tau}$	$4\tau$	0

El error en la parte proporcional es  $e_p = b \cdot Y_{deseada} - Y_{real}$

Dos constantes de tiempo con integración

$\tau_1 > \tau_2$					
$\frac{k}{s(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$	K	$T_i$	$T_d$	b	c
PD	$\frac{\tau_1}{8k\tau_2^2}$		$4\tau_2$	1	0
PID	$\frac{\tau_1 + 4\tau_2}{8k\tau_2^2}$	$\tau_1 + 4\tau_2$	$\frac{4\tau_1\tau_2}{\tau_1 + 4\tau_2}$	$\frac{\tau_1}{\tau_1 + 4\tau_2}$	0

El error en la parte proporcional es  $e_p = b \cdot Y_{deseada} - Y_{real}$

El error en la parte derivativa es  $e_d = c \cdot Y_{deseada} - Y_{real}$

**Método Cohen-Coon**

Las ecuaciones son :

$\frac{ke^{-\epsilon s}}{\tau s + 1}$	K	$T_i$	$T_d$
P	$\frac{1}{k} \left( \frac{\tau}{\theta} + 0.35 \right)$		
PI	$\frac{0.9}{k} \left( \frac{\tau}{\theta} + 0.92 \right)$	$\frac{3.3\tau + 0.3\theta}{\tau + 2.2\theta} \theta$	
PD	$\frac{1.24}{k} \left( \frac{\tau}{\theta} + 0.13 \right)$		$\frac{0.27\tau - 0.09\theta}{\tau + 0.13\theta} \theta$
PID	$\frac{1.35}{k} \left( \frac{\tau}{\theta} + 0.18 \right)$	$\frac{2.5\tau + 0.5\theta}{\tau + 0.61\theta} \theta$	$\frac{0.37\tau}{\tau + 0.19\theta} \theta$

**Método Chien-Hrones-Reswick**

Las ecuaciones son :

Una constante de tiempo con retraso

Overshoot	0%			20%			
	$\frac{ke^{-\epsilon s}}{\tau s + 1}$	K	$T_i$	$T_d$	K	$T_i$	$T_d$
P		$\frac{0.3}{\tau\theta}$			$\frac{0.7}{\tau\theta}$		
PI		$\frac{0.35}{\tau\theta}$	$1.2\tau$		$\frac{0.6}{\tau\theta}$	$\tau$	
PID		$\frac{0.6}{\tau\theta}$	$\tau$	$0.5\theta$	$\frac{0.95}{\tau\theta}$	$1.4\tau$	$0.47\theta$

## APÉNDICE 4

### Métodos de sintonización de un controlador PID

Integración con retraso

Overshoot	0%			20%			
	$\frac{ke^{-\theta s}}{s}$	K	$T_i$	$T_d$	K	$T_i$	$T_d$
P	$\frac{0.3}{k\theta}$				$\frac{0.7}{k\theta}$		
PI	$\frac{0.6}{k\theta}$	$4\theta$			$\frac{0.7}{k\theta}$	$2.3\theta$	
PID	$\frac{0.95}{k\theta}$	$2.4\theta$	$0.42\theta$		$\frac{1.2}{k\theta}$	$2\theta$	$0.42\theta$

### Método de Haalman

Las ecuaciones son :

Una constante de tiempo con retraso

$\frac{ke^{-\theta s}}{\tau s + 1}$	K	$T_i$
PI	$\frac{2\tau}{3k\theta}$	$\tau$



Dos constantes de tiempo con retraso

$\frac{ke^{-\theta s}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$	K	$T_i$	$T_d$
PID	$\frac{2(\tau_1 + \tau_2)}{3k\theta}$	$\tau_1 + \tau_2$	$\frac{\tau_1 \tau_2}{\tau_1 + \tau_2}$

**Método de Ziegler-Nichols**

Las ecuaciones son :

Punto crítico

$K_u, \omega_u, T_u$	K	$T_i$	$T_d$
P	$0.5K_u$		
PI	$0.4K_u$	$0.8T_u$	
PID	$0.6K_u$	$0.5T_u$	$0.125T_u$

## APÉNDICE 4

### Métodos de sintonización de un controlador PID

Integración con retraso

$\frac{ke^{-\theta s}}{s}$	K	$T_i$	$T_d$
P	$\frac{1}{k\theta}$		
PI	$\frac{0.9}{k\theta}$	$3\theta$	
PID	$\frac{1.2}{k\theta}$	$2\theta$	$\frac{\theta}{2}$

### Método de Ziegler-Nichols modificado

Las ecuaciones son :

Punto crítico

$K_u, \omega_u, T_u$	K	$T_i$	$T_d$
PI	$K_u r_b \cos \phi_b$	$-\frac{T_u}{2\pi \tan \phi_b}$	
PID	$K_u r_b \cos \phi_b$	$\frac{T_u}{\pi} \left( \frac{1 + \sin \phi_b}{\cos \phi_b} \right)$	$\frac{T_u}{4\pi} \left( \frac{1 + \sin \phi_b}{\cos \phi_b} \right)$

Método de Colocación de Polos

Las ecuaciones son :

Una constante de tiempo

$\frac{k}{\tau s + 1}$	K	$T_i$	b
PI	$\frac{2\zeta\omega_0\tau - 1}{k}$	$\frac{2\zeta\omega_0\tau - 1}{\omega_0^2\tau}$	$\frac{\omega_0\tau}{2\zeta\omega_0\tau - 1}$

La función de transferencia de malla cerrada esta caracterizada por el factor de amortiguamiento  $\zeta$  y por su frecuencia  $\omega_0$

Dos constantes de tiempo

$\frac{k}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$	K	$T_i$	$T_d$
PID	$\frac{\tau_1\tau_2\omega_0^2(1 + 2\alpha\zeta) - 1}{k}$	$\frac{\tau_1\tau_2\omega_0^2(1 + 2\alpha\zeta) - 1}{\tau_1\tau_2\alpha\omega_0^3}$	$\frac{\tau_1\tau_2\omega_0(\alpha + 2\zeta) - \tau_1 - \tau_2}{\tau_1\tau_2\omega_0^2(1 + 2\alpha\zeta) - 1}$

La ecuación característica de malla cerrada es :  $(s + \alpha\omega_0)(s^2 + 2\zeta\omega_0s + \omega_0^2)$

Ganancia del error

Setpoint weighting	b	c
	$\frac{\omega_0^2\tau_1\tau_2}{\omega_0^2\tau_1\tau_2(1 + 2\alpha\zeta) - 1}$	0

El error en la parte proporcional es  $e_p = b \cdot Y_{deseada} - Y_{real}$

El error en la parte derivativa es  $e_p = c \cdot Y_{deseada} - Y_{real}$

## APÉNDICE 4

### Métodos de sintonización de un controlador PID

#### Método Internal Model Control (IMC)

Las ecuaciones son :

Una constante de tiempo

$\frac{k}{\tau s + 1}$	K	$T_i$
PI	$\frac{\tau}{\lambda k}$	$\tau$

Una constante de tiempo con retraso

$\frac{k e^{-\theta s}}{\tau s + 1}$	K	$T_i$	$T_d$
PI	$\frac{\tau}{k\lambda}$	$\tau$	
PI	$\frac{2\tau + \theta}{2k\lambda}$	$\tau + \frac{\theta}{2}$	
PID	$\frac{2\tau + \theta}{2k(\lambda + \theta)}$	$\tau + \frac{\theta}{2}$	$\frac{\tau\theta}{2(\lambda + \theta)}$

Una constante de tiempo y factor de amortiguación

$\frac{k}{\tau^2 s^2 + 2\zeta\tau s + 1}$	K	$T_i$	$T_d$
PID	$\frac{2\zeta\tau}{k\lambda}$	$2\zeta\tau$	$\frac{\tau}{2\zeta}$

Una constante de tiempo con un cero

$\frac{k(-\beta s + 1)}{\tau s + 1}$	K	$T_i$
PI	$\frac{\tau}{k(\beta + \lambda)}$	$\tau$

Una constante de tiempo con factor de amortiguación y un cero

$\frac{k(-\beta s + 1)}{\tau^2 s^2 + 2\zeta\tau s + 1}$	K	$T_i$	$T_d$
PID	$\frac{2\zeta\tau}{k(\beta + \lambda)}$	$2\zeta\tau$	$\frac{\tau}{2\zeta}$

## APÉNDICE 4

### Métodos de sintonización de un controlador PID

Dos constantes de tiempo

$\frac{k}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$	K	$T_i$	$T_d$
PID	$\frac{\tau_1 + \tau_2}{k\lambda}$	$\tau_1 + \tau_2$	$\frac{\tau_1 \tau_2}{\tau_1 + \tau_2}$

Integrador

$\frac{k}{s}$	K	$T_i$
P	$\frac{1}{\lambda}$	
PI	$\frac{2}{k\lambda}$	$2\lambda$

Integrador y una constante de tiempo

$\frac{k}{s(\tau s + 1)}$	K	$T_i$	$T_d$
PD	$\frac{1}{k\lambda}$		$\tau$
PID	$\frac{2\lambda + \tau}{k\lambda^2}$	$2\lambda + \tau$	$\frac{2\lambda\tau}{2\lambda + \tau}$

Integrador con cero

$\frac{k(-\beta s + 1)}{s}$	K	$T_i$
P	$\frac{1}{k(\beta + \lambda)}$	
PI	$\frac{\beta + 2\lambda}{k(\beta + \lambda)^2}$	$\beta + 2\lambda$

## APÉNDICE 4

### Métodos de sintonización de un controlador PID

Integrador, constante de tiempo con cero

$\frac{k(-\beta s + 1)}{s(\tau s + 1)}$	K	$T_i$	$T_d$
PD	$\frac{1}{k(\beta + \lambda)}$		$\tau$
PID	$\frac{\beta + 2\lambda + \tau}{k(\beta + \lambda)^2}$	$\beta + 2\lambda + \tau$	$\frac{\tau(\beta + 2\lambda)}{\beta + 2\lambda + \tau}$

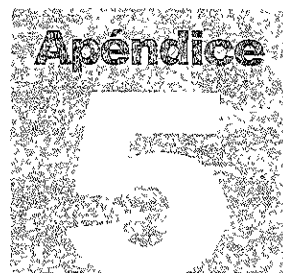
Para mayor información acerca de como se obtienen estos métodos, se puede encontrar una excelente explicación en el libro :

Äström, Hägglund

*PID controllers : Theory, Design and Tuning*, (1995), pp. 136 - 181

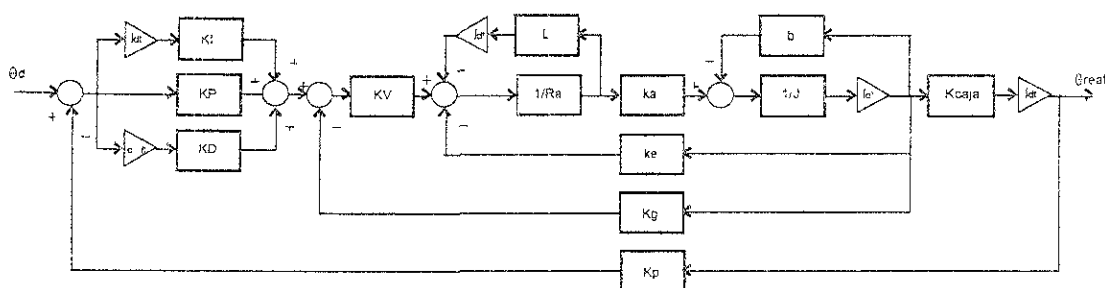
Instrument Society of America





## Programa en C++ para la simulación del sistema

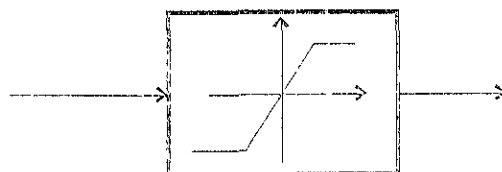
El programa en C++ se realizó en base a la figura 4.10, pero con algunas pequeñas diferencias :



en este diagrama de bloques no se esta tomando en cuenta un efecto conocido como "saturación". La saturación se debe principalmente a que la electrónica de control sólo puede dar hasta determinados niveles de corriente o voltaje.

En el caso real del controlador, no se podrán obtener voltajes mayores a los de alimentación de los circuitos, esto es aproximadamente 13(V), por lo que hay que restringir las variables que tomen valores mayores.

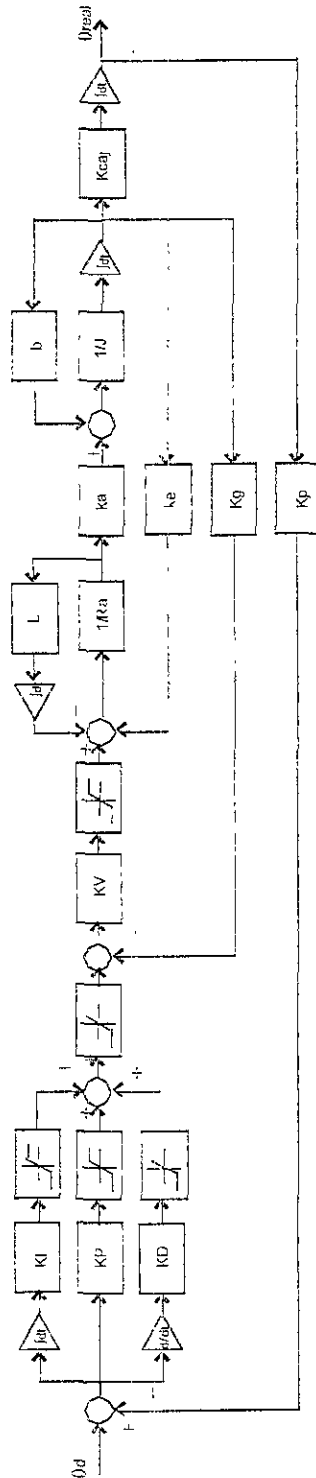
La función de saturación se representa con el siguiente diagrama .



## APÉNDICE 5

### Programa en C++ para la simulación del sistema

El diagrama de bloques completo del sistema es :



El programa en C++ es :

```

#include<stdio.h>
#include<stdlib.h>
#include<math.h>
#include<conio.h>
#include"vga.h"

#define E .8795
#define Ra 1.02301
#define L 2.75e-5
#define ka 2.0483e-3*E
#define J 5.36995e-7
#define b 1.997796e-6
#define ke 2.0483e-3
#define kG 1.48014e-3
#define SI 1
#define tol 1.5
#define B 1
#define AB 4.45633840656
#define A AB/(double) 60

double Tl=1;
double tmax=5;
double esc1,esc2;

long double kp=1,kd=0,ki=0;
long double Vent=0;
long double P=0,i=0,D=0;
long double VOLTAJE=0;

double c=1,ba=1;
double c1=1,ba1=1,
int prueba=1,

long double Vl=0,Vr=0,iact=0 ,
long double iant=0,di=0.0001,Vint=0,Vinta=0;
long double VF=0,wact=0,want=0,VG=0,
long double Tm=0,Ti=0,Ti=0,
long double alfa=0,t=0,
long double Tau=0,
long double VGant=0,
long double Theta=0,
long double Thetaant=0,
long double ep=0,ei=0,ed=0,edant=0,
long double ep1=0,erf=0,edf=0,edantf=0,
long double Viheia=AB,
long double Vresact=0,
long double Vresant=0,
long double Vrintact=0,
long double Vrintant=0,
long double P1=C,D*=0,I1=0,
long double Vconi=C,

int X1=70,
int X2=625,
int Y1=17,
int Y2=423;
long double abc,

void pantalla(int x1,int x2,int y1,int y2),

void sistema(void);
void lin1(int x1,int y2);
void lin2(int x1,int y2);
void inicializa(void);
void lin3(double buffer);

int cd=1;

main()
{
Video VGA;

double buferr;
for(;;)
{
sistema(),
if(t>=tmax) break;
}
abc=Theta/60;

for(;;)
{
if(prueba==1) Tl=2,
if(prueba==2) Tl=3,
if(prueba==3) Tl=2;
if(prueba==4) Tl=2;
if(prueba==5) Tl=3,

tmax=Tl;
Theta=abc,
pantalla(X1,X2,Y1,Y2);

inicializa(),

gotoxy(10,1),
printf("Prueba %i",prueba),

KP=86 2232,KD=5 5393;
kp=1,
cd=0,
inicializa();

for( )
{
sistema(),
if(((X1+t*esc2)>=286)&&((X1+t*esc2)
<=625)&&((Y2-Theta*esc1/60)>=295)&&((Y2-
Theta*esc1/60)<=423))
{}
else
{
if((Theta>=(buferr-
tol))&&(Theta<=(buferr+tol))) Tau=t,
putpixel(X1+t*esc2,Y2-
(Vtheta*60/(double) A)*esc1,LIGHTRED),
putpixel(X1+t*esc2,Y2-
Theta*esc1/60,YELLOW),
}
}
if(t>=tmax) break,

```

## APÉNDICE 5

### Programa en C++ para la simulación del sistema

```
    }
    setcolor(RED);
    line(286,295,625,295);
    line(625,295,625,423);
    line(625,423,286,423);
    line(286,423,286,295);
    setfillstyle(SOLID_FILL,BLACK);
    floodfill(369,300,RED);
    setcolor(GREEN);
    line(286,295,625,295);
    line(625,295,625,423);
    line(625,423,286,423);
    line(286,423,286,295);
    setcolor(YELLOW);
    settextrust:fy(2,2);
    outtextxy(623,300,"KV=1,KP=86 22
32 KD=5.5393");
    if((getch())==27) break;

    KP=56.8645934;KD=2.76890783;Ki
=0;
    kp=2;kd=0;ki=0;
    inicializa();
    dt=0.00015;
    cd=0;
    for(;;)
    {
        sistema();
        if(((X1+t*esc2)>=286)&&((X1+t*esc2
)<=625)&&((Y2-Theta*esc1/60)>=295)&&((Y2-
Theta*esc1/60)<=423))
        {
            else
            {
                if((Theta>=(buferr-
to))&&(Theta<=(buferr+to))) Tau=t;
                putpixel(X1+t*esc2,Y2-
Theta*esc1/60,LIGHTMAGENTA);
            }
            if(t>=tmax) break;
        }
        setcolor(LIGHTMAGENTA);
        outtextxy(623,310,"KV=2,KP=56.86
45934,KD=2.76890783,Ki=0");
        if((getch())==27) break;

        KP=47.0762418,KD=1.84544487;
        kp=3;
        inicializa();
        cd=0;
        for(;;)
        {
            sistema();
            if(((X1+t*esc2)>=286)&&((X1+t*esc2
)<=625)&&((Y2-Theta*esc1/60)>=295)&&((Y2-
Theta*esc1/60)<=423))
            {
                else
                {
                    if((Theta>=(buferr-
to))&&(Theta<=(buferr+to))) Tau=t;
                    putpixel(X1+t*esc2,Y2-
Theta*esc1/60,MAGENTA);
                }
            }
            if(t>=tmax) break;
        }
        setcolor(MAGENTA);
        outtextxy(623,320,"KV=3,KP=47.07
62418,KD=1.84544487");
        if((getch())==27) break;

        KP=42.1802244;KD=1.38371334;
        kp=4;
        inicializa();
        cd=0;
        for(;;)
        {
            sistema();
            if(((X1+t*esc2)>=286)&&((X1+t*esc2
)<=625)&&((Y2-Theta*esc1/60)>=295)&&((Y2-
Theta*esc1/60)<=423))
            {
                else
                {
                    if((Theta>=(buferr-
to))&&(Theta<=(buferr+to))) Tau=t;
                    putpixel(X1+t*esc2,Y2-
Theta*esc1/60,BLUE);
                }
            }
            if(t>=tmax) break;
        }
        setcolor(BLUE);
        outtextxy(623,330,"KV=4,KP=42.18
02244,KD=1.38371334");
        if((getch())==27) break;

        KP=39.2411401;KD=1.10667438;
        kp=5;
        inicializa();
        cd=0;
        for(;;)
        {
            sistema();
            if(((X1+t*esc2)>=286)&&((X1+t*esc2
)<=625)&&((Y2-Theta*esc1/60)>=295)&&((Y2-
Theta*esc1/60)<=423))
            {
                else
                {
                    if((Theta>=(buferr-
to))&&(Theta<=(buferr+to))) Tau=t;
                    putpixel(X1+t*esc2,Y2-
Theta*esc1/60,LIGHTBLUE);
                }
            }
            if(t>=tmax) break;
        }
        setcolor(LIGHTBLUE);
        outtextxy(623,350,"KV=5,KP=39.24
11401,KD=1.10667438");
        if((getch())==27) break;

        KP=37.2805219;Ki=0;KD=0.921981
71;
        kp=6,ki=0,kd=0;
        inicializa();
```



## APÉNDICE 5

### Programa en C++ para la simulación del sistema

```
KP=32.8145092;KD=0.50222536;
kp=11;
inicializa();
cd=0;
for(;;)
{
    sistema();
    if(((X1+t*esc2)>=286)&&((X1+t*esc2)
)<=625)&&((Y2-Theta*esc1/60)>=295)&&((Y2-
Theta*esc1/60)<=423))
    {}
    else
    {
        if((Theta>=(buferr-
tol))&&(Theta<=(buferr+tol))) Tau=t;
        putpixel(X1+t*esc2,Y2-
Theta*esc1/60,LIGHTMAGENTA);
    }
    if(t>=tmax) break;
}
setcolor(LIGHTMAGENTA);
outtextxy(623,410,"KV=11,KP=32.8
145092,KD=0.50222536");
if((getch())==27) break;

KP=32.3660614;KD=0.46024968;
kp=12;
inicializa();
cd=0;
for(;;)
{
    sistema();
    if(((X1+t*esc2)>=286)&&((X1+t*esc2)
)<=625)&&((Y2-Theta*esc1/60)>=295)&&((Y2-
Theta*esc1/60)<=423))
    {}
    else
    {
        if((Theta>=(buferr-
tol))&&(Theta<=(buferr+tol))) Tau=t;
        putpixel(X1+t*esc2,Y2-
Theta*esc1/60,BLUE);
    }
    if(t>=tmax) break;
}
setcolor(BLUE);
outtextxy(623,330,"KV=4,KP=42.18
02244,KD=1.38371334");
if((getch())==27) break;

KP=31.9860369;KD=0.42473178.
kp=13;
inicializa();
cd=0;
for(;;)
{
    sistema();
    if(((X1+t*esc2)>=286)&&((X1+t*esc2)
)<=625)&&((Y2-Theta*esc1/60)>=295)&&((Y2-
Theta*esc1/60)<=423))
    {}
    else
    {
        if((Theta>=(buferr-
tol))&&(Theta<=(buferr+tol))) Tau=t;
        putpixel(X1+t*esc2,Y2-
Theta*esc1/60,BLUE);
    }
    if(t>=tmax) break;
}
setcolor(YELLOW);
outtextxy(623,410,"KV=4,KP=42.18
02244,KD=1.38371334");
if((getch())==27) break;

if((Theta>=(buferr-
tol))&&(Theta<=(buferr+tol))) Tau=t;
putpixel(X1+t*esc2,Y2-
Theta*esc1/60,MAGENTA);
}
if(t>=tmax) break;
}
setcolor(MAGENTA);
outtextxy(623,320,"KV=3,KP=47.07
62418,KD=1.84544487");
if((getch())==27) break;

KP=31.6597733;KD=0.39428785;
kp=14;
inicializa();
cd=0;
for(;;)
{
    sistema();
    if(((X1+t*esc2)>=286)&&((X1+t*esc2)
)<=625)&&((Y2-Theta*esc1/60)>=295)&&((Y2-
Theta*esc1/60)<=423))
    {}
    else
    {
        if((Theta>=(buferr-
tol))&&(Theta<=(buferr+tol))) Tau=t;
        putpixel(X1+t*esc2,Y2-
Theta*esc1/60,BLUE);
    }
    if(t>=tmax) break;
}
setcolor(BLUE);
outtextxy(623,330,"KV=4,KP=42.18
02244,KD=1.38371334");
if((getch())==27) break;

KP=31.3765183;KD=0.36790309;
kp=15;
inicializa();
cd=0;
for(;;)
{
    sistema();
    if(((X1+t*esc2)>=286)&&((X1+t*esc2)
)<=625)&&((Y2-Theta*esc1/60)>=295)&&((Y2-
Theta*esc1/60)<=423))
    {}
    else
    {
        if((Theta>=(buferr-
tol))&&(Theta<=(buferr+tol))) Tau=t;
        putpixel(X1+t*esc2,Y2-
Theta*esc1/60,BLUE);
    }
    if(t>=tmax) break;
}
setcolor(YELLOW);
outtextxy(623,410,"KV=4,KP=42.18
02244,KD=1.38371334");
if((getch())==27) break;

prueba++;
```

```

    if(prueba==6) break,
    else cleardevice(),
    }
}

void sistema(void)
{
    if (cd==0)
    {
        if(prueba==1) Vtheta=AB;
        if(prueba==2)
        {
            if((t>=1)&&(t<=1.1))
            Vtheta=5*(1.1-t)+5;
            if((t>=1.5)&&(t<=2.5))
            Vtheta=6-.5*(t-1.5);
            if((t>=2.5001)&&(t<=2.7))
            Vtheta=5.5-7.5*(t-2.5);
            if(t>=2.7001) Vtheta=4;
        }
        if(prueba==3)
        Vtheta=2.5*cos(1.5*t)+.51*(t+1);
        if(prueba==4)
        Vtheta=3+ 5*t;
        if(prueba==5) Vtheta=6-
        .5*t;
        if(prueba==6)
        Vtheta=4+sin(15*t);
    }

    Vcont=(Vtheta-Vresact);
    Vrintant=Vrintact;
    Vrintact=Vrintant+(Vcont)*dt;

    ep=(Vtheta-Vresact),
    ei=Vrintact;
    edant=ed;
    ed=(Vtheta-Vresact),

    P1=KP*ep,
    D1=KD*(ed-edant)/(double) dt;
    I1=KI*ei,

    if(P1>=13) P1=13,
    if(P1<=-13) P1=-13;
    if(D1>=12) D1=13,
    if(D1<=-13) D1=-13;

    VOLTAJE=P1+D1+I1,
    if(VOLTAJE>=13) VOLTAJE=13;
    if(VOLTAJE<=-13) VOLTAJE=-13,

    Vinta=Vin;
    Vint=Vinta+(VOLTAJE-VG)*dt;
    P=kp*(VOLTAJE-VG);
    I=ki*Vint;
    edant1=ed1;
    ed1=(VOLTAJE-VG),
    D=kd*(ed1-edant1)/(double) dt,

    if(P>=13) P=13,
    if(P<=-13) P=-13,

    Vent=P+I+D,
    if(Vent>=5) Vent=5,
    if(Vent<=-5) Vent=-5;

    Vl=L*(iact-iant)/(double)dt;
    VF=ke*wact;
    Vr=Vent-Vl-VF;
    iant=iact,
    iact=Vr/(double)Ra,
    if(iact>=6) iact=6,
    if(iact<=-6) iact=-6;
    Tm=ka*iact;
    Tb=b*wact;
    Ti=Tm-Tb;
    alfa=Ti/(double)J;

    want=wact;
    wact=(want+alfa*dt);

    Thetaant=Theta;
    Theta=Thetaant+wact*dt;

    VGant=VG;
    VG=wact*KG*B;

    if(VG>=13) VG=13;
    if(VG<=-13) VG=-13,

    Vresact=A*Theta;
    Vresant=A*Thetaant;

    if(Vresact>=13) Vresact=13;
    if(Vresact<=-13) Vresact=-13,
    if(Vresant>=13) Vresant=13;
    if(Vresant<=-13) Vresant=-13;

    t=t+dt;
}

void pantalla(int x1,int x2,int y1,int y2)
{
    double ix,iy;
    int i;
    char num[5],

    setcolor(LIGHTGREEN);

    esc1=(y2-y1)/(double)(Theta*1.2);
    esc2=(x2-x1)/(double)tmax ,
    iy=(y2-y1)/10,
    ix=(x2-x1)/20,

    settextstyle(2,HORIZ_DIR,4),
    settexjustfy(2,1);
    outtextxy(x1-8,y1-15,"O*10");
    outtextxy(x1-8,y1-7,"rad");
    for(i=0,i<=10,i++)
    {

```

## APÉNDICE 5

### Programa en C++ para la simulación del sistema

```
        lin1(x1,y2-iy*1);
        outtctxy(x1-8,y2-
iy*t,ltoa(i*Theta*1.3,num,10));
    }

    settctxjustify(1,2);
    outtctxy(x1+ix*20,y2+15,"t");
    outtctxy(x1+ix*20,y2+21,"ms");
    for(i=0;i<=20;i++)
    {
        iin2(x1+ix*i,y2);
        outtctxy(x1+ix*i,y2+6,ltoa(i*tmax*1
000/20,num,10));
    }

    line(x1,y1,x2,y1);
    line(x2,y1,x2,y2);
    line(x2,y2,x1,y2);
    line(x1,y2,x1,y1);
}

void lin1(int x1,int y2)
{
    line(x1-5,y2,x1,y2);
    if(SI) line(x1+5,y2,X2,y2);
}

void lin2(int x1,int y2)
{
    line(x1,y2+5,x1,y2);
    if(SI) line(x1,y2-5,x1,Y1);
}

void inicializa(void)
{
    ep=0;
    ei=0;
    ed=0;
    edant=0;
    ep1=0;
    Vtheta=3;
    ei1=0;
    ed1=0;
    edant1=0;
    Vi=0;Vr=0;iact=0;iant=0;
    VF=0;wact=0,want=C;VG=0;
    Tm=0;Tb=0;Ti=0
    alfa=0;t=0;
    Vent=0

    P=0;l=0;D=0;
    Vint=0;
    VG=0;
    VGant=0;
    Theta=0
    Thetaant=0;
    VOLTAJE=0;
    Vresact=0
    Vresant=C,
    Pf=0;
    D1=0,
    l1=0;
    Vcont=0;
    Vrintact=0,
    Vrintant=0;
}

void lin3(double buffer)
{
    char num[5];
    setcolor(LIGHTRED);
    line(X1+Tau*esc2-6,Y2-
buffer*esc1*10,X1+Tau*esc2+6,Y2-
buffer*esc1*10);
    line(X1+Tau*esc2,Y2-buffer*esc1*10-
6,X1+Tau*esc2,Y2-buffer*esc1*10+6);
    circle(X1+Tau*esc2,Y2-buffer*esc1*10,3);
    putpixel(X1+Tau*esc2,Y2-
buffer*esc1*10,YELLOW);
    if(SI) {
        line(X1+Tau*esc2,Y2-buffer*esc1-
8,X1+Tau*esc2,Y2);
        line(X1,Y2-
buffer*esc1,X1+Tau*esc2-8,Y2-buffer*esc1);
        line(X1,Y2-Theta*esc1,X2,Y2-
Theta*esc1)
    }
}

line(X1+Tau*esc2,Y2,X1+Tau*esc2,Y2+5);
line(X1,Y2-buffer*esc1,X1-5,Y2-buffer*esc1);
line(X1,Y2-Theta*esc1,X1-5,Y2-Theta*esc1);
outtctxy(Tau*esc2+X1,Y2+16,ltoa(Tau*1000
num,10));
settctxjustify(2,1);
outtctxy(X1-30,Y2-
buffer*esc1,ltoa(buffer,num,10));
outtctxy(X1-30,Y2-
Theta*esc1,ltoa(Theta,num,10));
}
```

Las rutinas :

```
void pantalla(int x1,int x2,int y1,int y2);
void lin1(int x1,int y2);
void lin2(int x1,int y2);
void lin3(double buffer);
```

se utilizan para crear el ambiente gráfico, para realizar la escala y la cuadrícula en la pantalla.

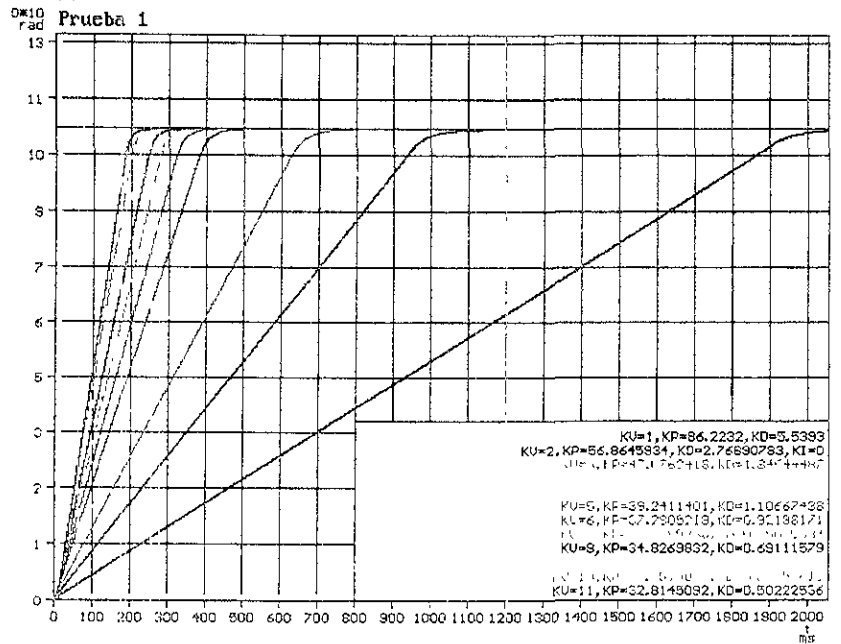
La rutina encargada de realizar los cálculos iterativos del sistema es : void sistema(void);



La rutina que se encarga de inicializar todas las variables es :  
 void inicializa(void);

A continuación se muestran los resultados de la corrida del programa :

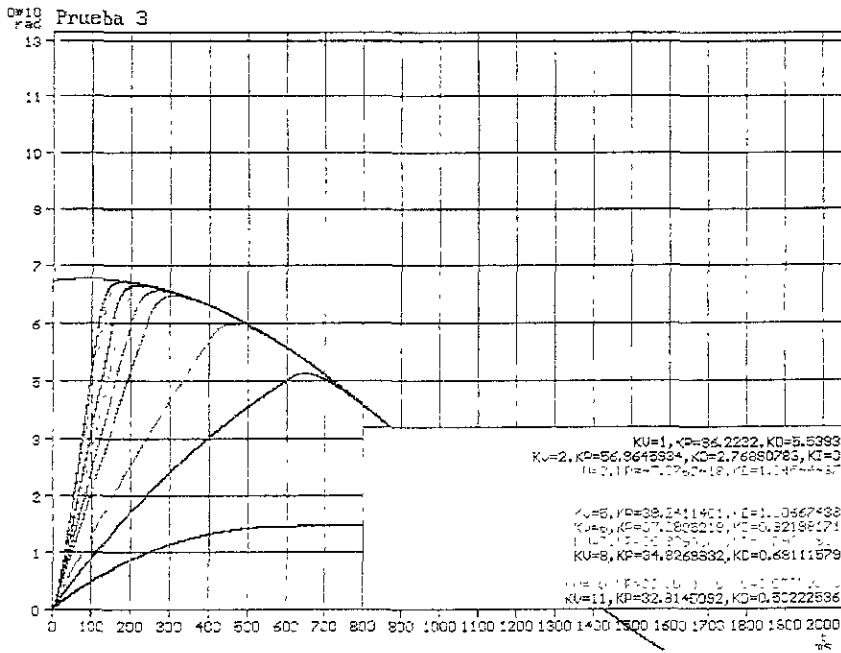
Prueba1



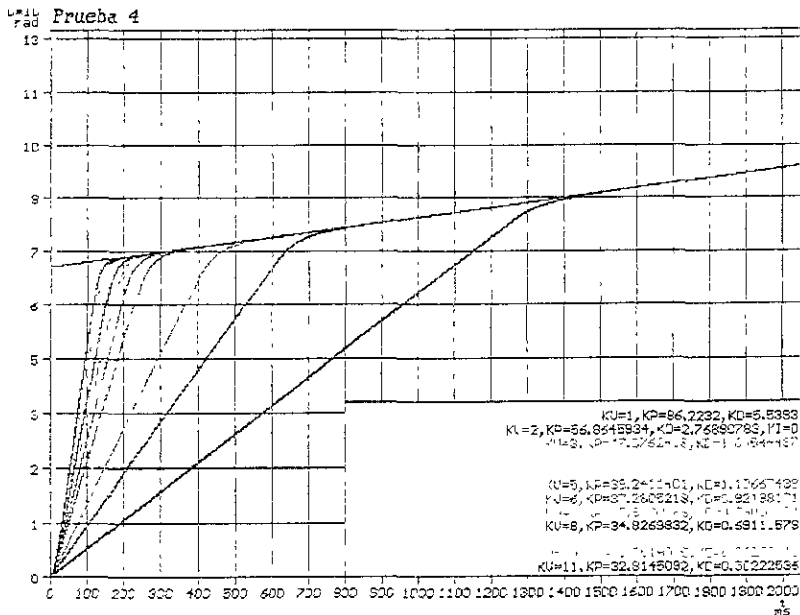
# APÉNDICE 5

## Programa en C++ para la simulación del sistema

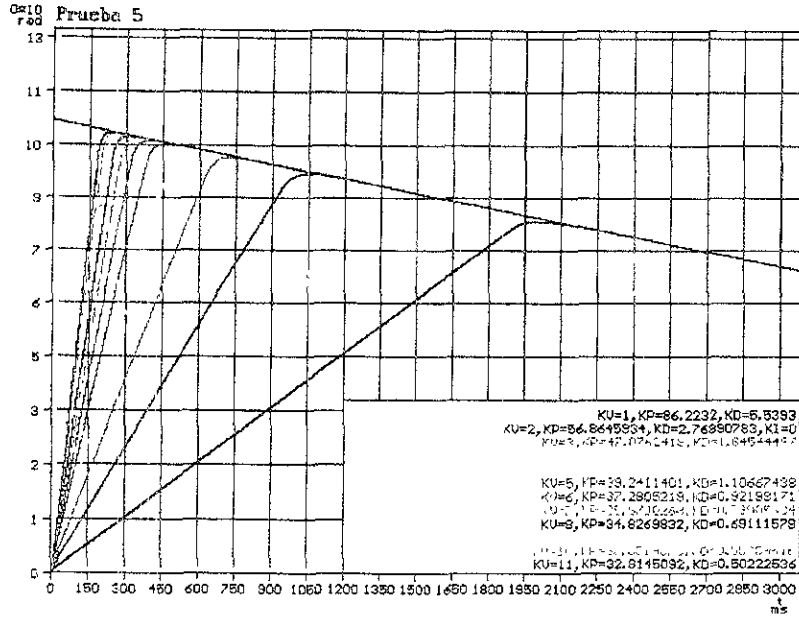
### Prueba2



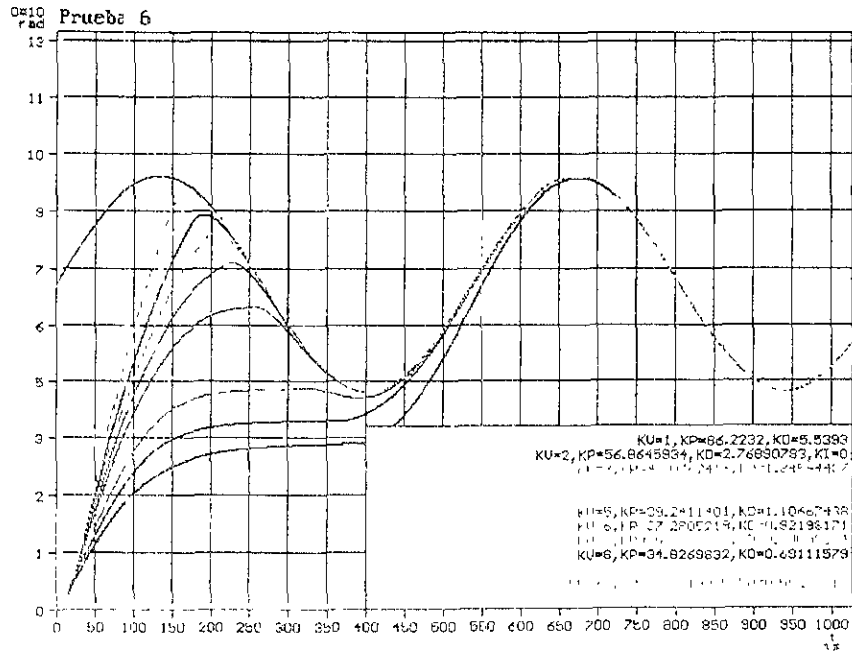
### Prueba3

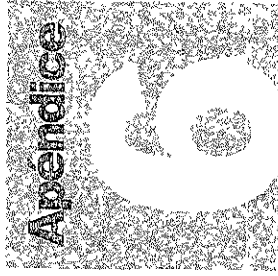


Prueba4



Prueba5





### Constantes del control PID

A continuación se mostrarán todos los valores para obtener el controlador PD por medio del método de Modulus Optimum.

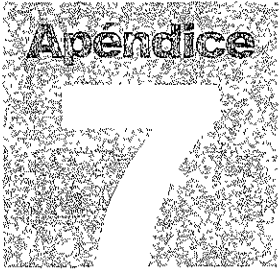
Mailla externa

#### Modulus Optimum (BO)

Constantes del Controlador PD

Indice	Jcarg(kgm2)	Jrefle(kgm2)	Jeq(kg m2)	Fb	Fc	Iresp2	Tresp1	KV	KP	KD	Grupo
Pulgaf	0.00036744	6.2714E-07	1.1641E-06	9.6702E-07	0.03597615	2.69E-05	0.03594825	10	33.37932359	1.199928367	2
falange	0.0002373	4.0502E-07	9.4201E-07	7.8251E-07	0.02911119	2.6900E-05	0.029008429	10	33.37379205	0.970652946	2
falangina	4.9779E-05	8.4962E-08	6.22E-07	5.1664E-07	0.01922102	2.6917E-05	0.0191941	10	33.353864	0.6407933368	1
falangeta	3.7357E-06	6.376E-09	5.43E-07	4.3137E-07	0.0167926	2.6922E-05	0.01676568	10	33.35250517	0.55977462	1
conjunto	0.00027841	4.7517E-07	1.0122E-06	8.4078E-07	0.03127908	2.6903E-05	0.03125218	10	33.37580164	1.043066436	2
falange	0.00017194	2.9345E-07	8.3045E-07	6.8983E-07	0.02566369	2.6900E-05	0.02563678	10	33.36989623	0.85549673	2
falangina	2.278E-05	3.8679E-08	5.76E-07	4.7836E-07	0.01779701	2.692E-05	0.01777009	10	33.35534599	0.592727371	1
falangeta	0.00036104	6.1521E-07	1.1532E-06	9.5794E-07	0.03563732	2.6901E-05	0.03561042	10	33.37910123	1.188673387	2
Medio	0.00023319	3.98E-07	9.3499E-07	7.7668E-07	0.02889432	2.6905E-05	0.02886741	10	33.373574	0.963408777	2
falange	3.2061E-05	5.472E-08	5.92E-07	4.9152E-07	0.01828652	2.6919E-05	0.0182595	10	33.35661722	0.50907839	1
falange	0.00033306	5.6846E-07	1.1055E-06	9.1827E-07	0.03416167	2.6901E-05	0.03413477	10	33.37807837	1.139352901	2
falangina	0.00021214	3.6208E-07	8.9907E-07	7.4684E-07	0.02778421	2.6906E-05	0.02775731	10	33.37240708	0.926328217	2
falangeta	2.8221E-05	4.8167E-08	5.85E-07	4.8608E-07	0.01808399	2.6919E-05	0.01805707	10	33.35609964	0.602313575	1
FACTOR	5.8196E-06										

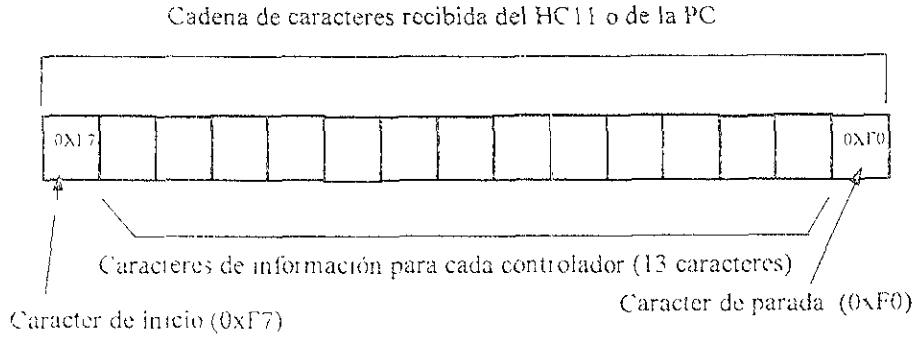
FACTOR = ((Ra b)/(ka ke)) (KV kg ka) Fb = (L Jeq) / FACTOR y Fc = ((Ra Jeq)\*(L b)) / FACTOR



# Programa en C++ para el microprocesador Motorola 68HC11

La programación en lenguaje C++ para el microprocesador Motorola 68HC11 se realizó por medio de un ensamblador cruzado ICC11, el cual compila el programa en C, y lo convierte a código máquina del microprocesador.

Antes de listar el programa, es conveniente recordar el protocolo de comunicaciones utilizado :



Así, el carácter de inicio de cadena es 0xF7, y el carácter de fin de cadena es de 0xF0, también, debido a que se tienen trece actuadores, es necesario contar con trece espacios para la información de la posición. Por lo tanto, el tamaño de la cadena es de 13 bytes.

A continuación, se muestra el listado del programa, y se da una breve explicación de sus partes.

## APÉNDICE 7

### Programa en C++ para el microprocesador Motorola 68HC11

```
#include<stdio.h>
#include <hc11.h>

/** librerías de definición de instrucciones **/

/** rutina principal **/
main(void)
{

/** definición de variables utilizadas **/
int contador;
char datos1[15];
char datos2[15];

/** configuración de los puertos A y B como salida, y velocidad de transmisión a 9600 bauds **/
CNTRLX=0x80;
BAUD=0x30,
SCCR2=0x2C;

/** lectura de datos **/
for( ; )
    {
        if((datos1[1]=getchar())==0xF7)
            {
                for(contador=2 ,contador<=15 ;contador++)
                    {
                        if(((datos1[contador]=getchar())==0xF0)|| (contador==15))
                            break ;
                    }
                /** los datos están capturados en datos1[] **/

                /** modificación de los datos **/
                for(contador=1 ,contador<=15 ;contador++)
                    datos2[contador]=datos1[contador];

                /** corrección para el pulgar **/
                datos2[4]=datos1[4]-datos1[2];
                datos2[5]=datos1[5]-datos1[2]-datos2[4];

                /** corrección para el índice **/
                datos2[8]=datos1[8]-datos1[6];

                /** corrección para el medio **/
                datos2[11]=datos1[11]-datos1[9];

                /** corrección para el anulo- **/
                datos2[14]=datos1[14]-datos1[12];

                /** los datos corregidos están en datos2[] **/

                PORTXB=15;
                /** salida de los datos por el puerto A y B **/
                for(contador=2 ;contador<=14 ;contador++)
                    {
                        PORTXA=datos2[contador];
                        PORTXB=contador-2;
                        PORTXB=14;
                    }
            }
        /** fin del ciclo for infinito **/
    }
/** fin de la rutina principal **/
```

La distribución de el orden de los dedos en la cadena de información es el siguiente :

Pulgar :

falange proximal	
vertical	2
horizontal	3
falange media	4
falange distal	5

Índice :

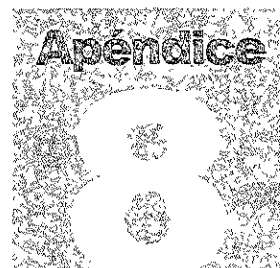
falange proximal	
vertical	6
horizontal	7
falange media	8

Medio :

falange proximal	
vertical	9
horizontal	10
falange media	11

Anular :

falange proximal	
vertical	12
horizontal	13
falange media	14

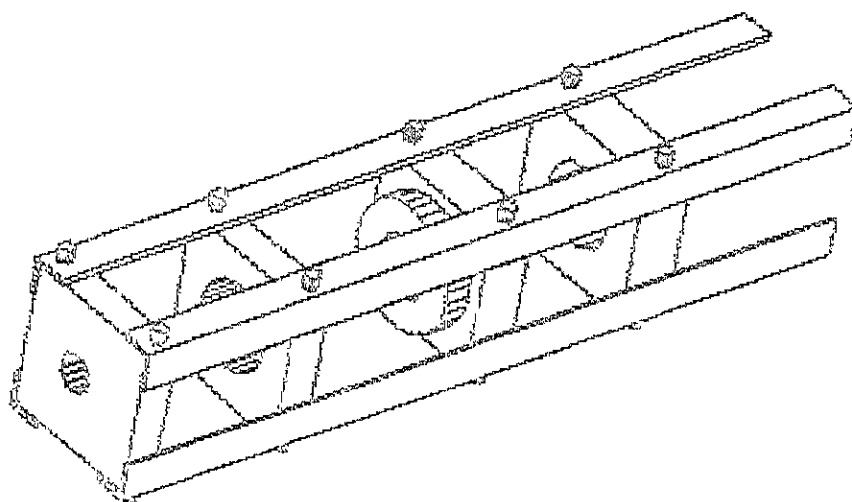


## Planos de las piezas estructurales

Los planos de las piezas de muestran a continuación. Todas las piezas se encuentran fabricadas en aluminio, ya que es liviano y se puede conseguir fácilmente.

Todas las acotaciones son en milímetros, y los agujeros de soporte, están roscados para colocar tornillos allen tipo #5-40x1/4"

El ensamble completo de el actuador se muestra en la siguiente figura :

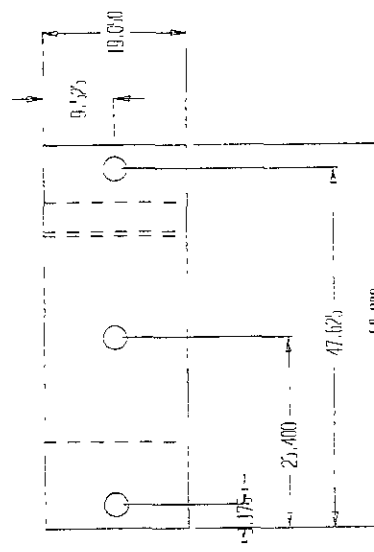
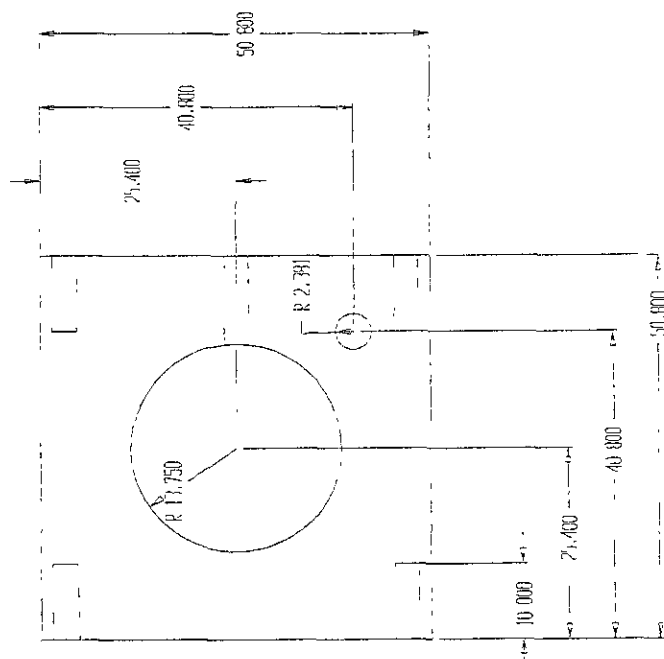
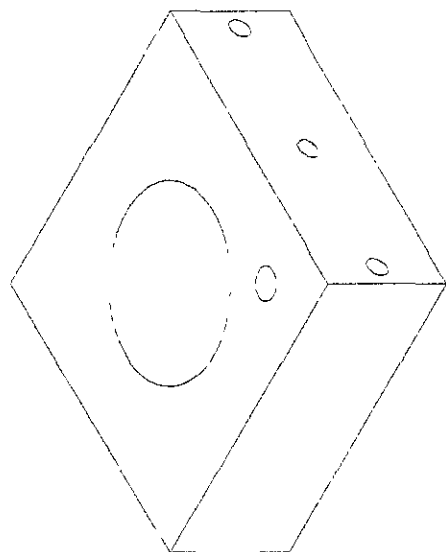




### APÉNDICE 3

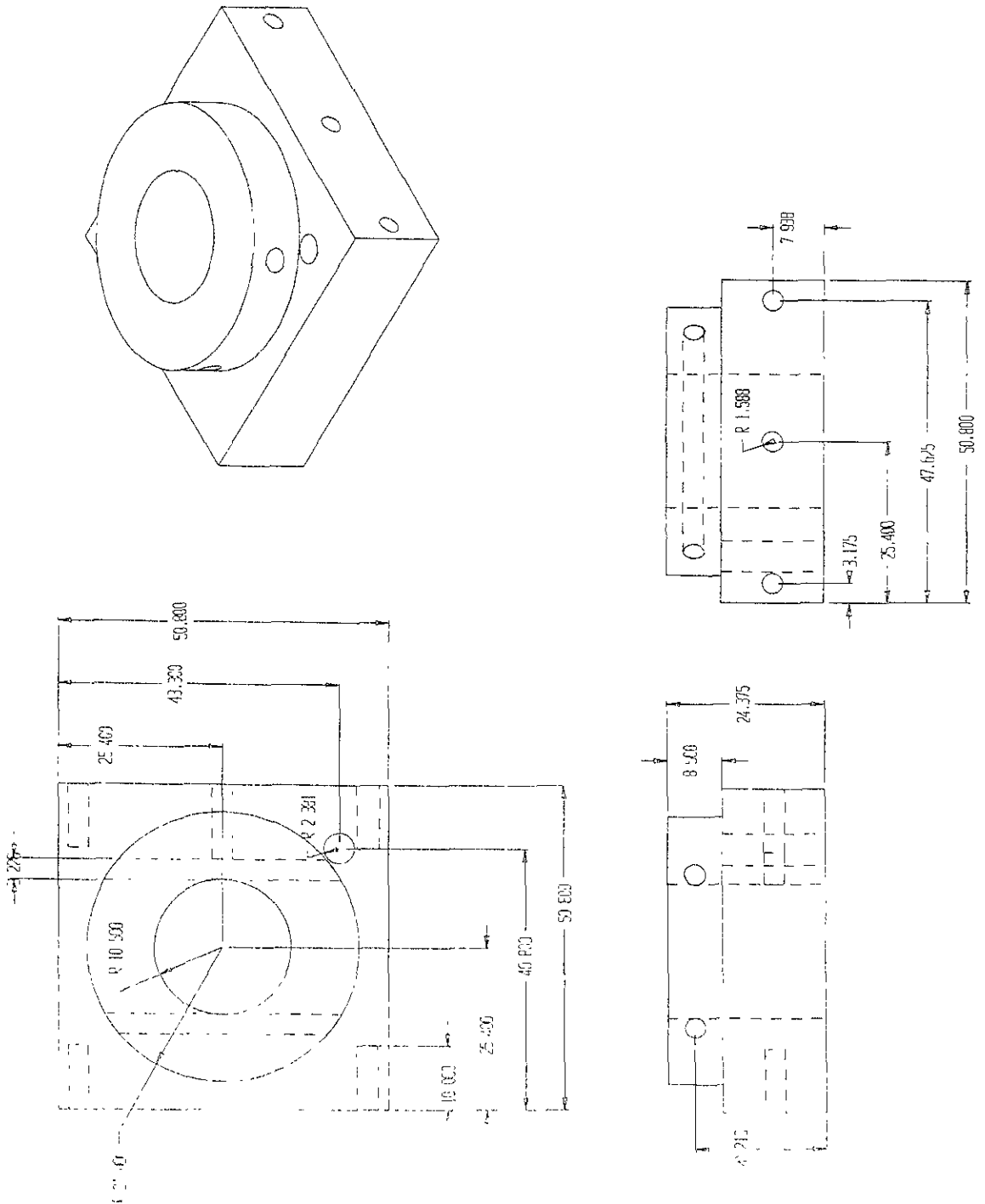
#### Planos de las piezas estructurales

##### Soporte del motor



##### Soporte del generador y de la caja reductora

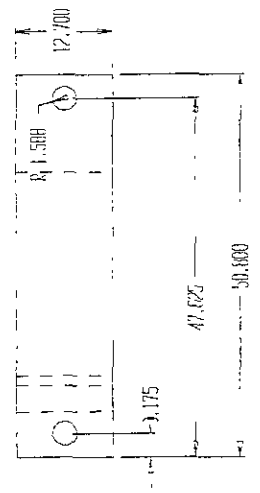
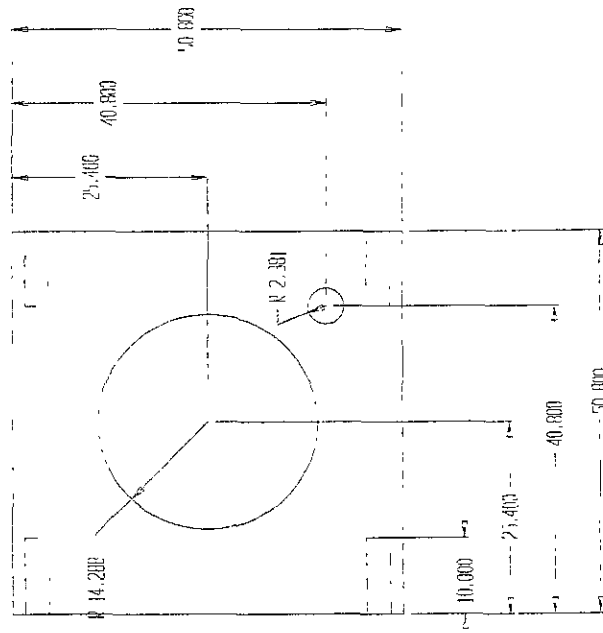
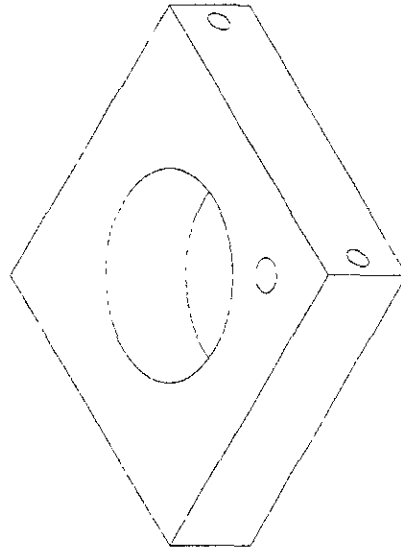
Soporte del generador y de la caja reductora



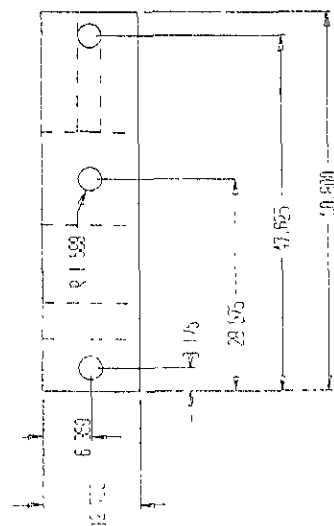
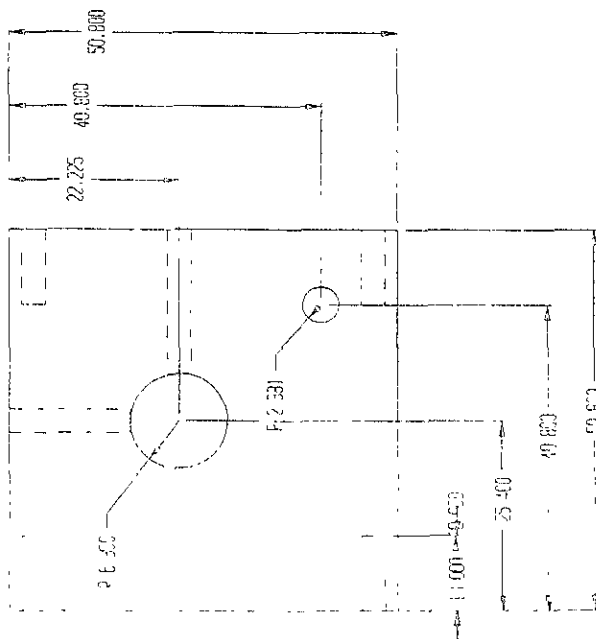
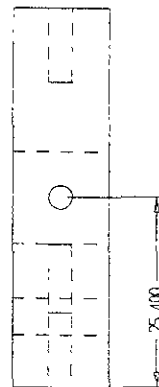
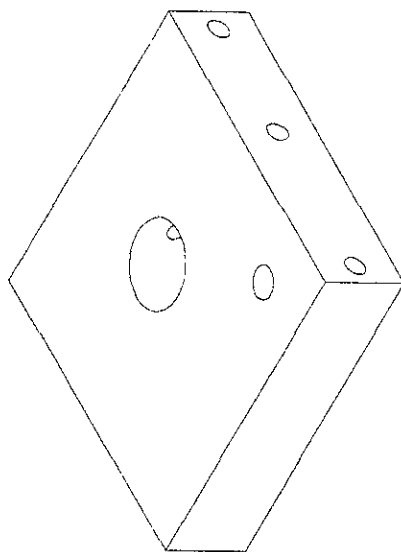
# APÉNDICE 8

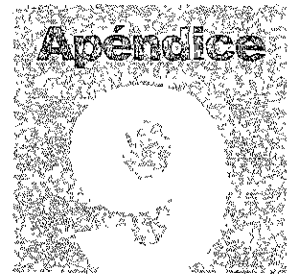
## Planos de las piezas estructurales

### Soporte del rodamiento



Soporte del sensor de posición angular

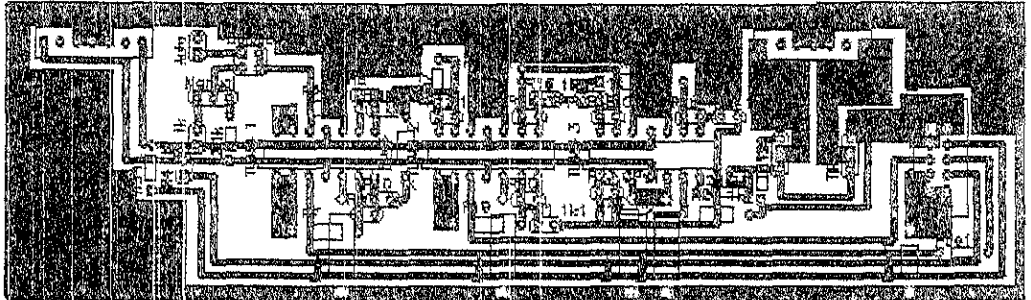




## Diseño de las pistas del controlador PD, la tarjeta de conexiones, y la tarjeta "Sample & Hold"

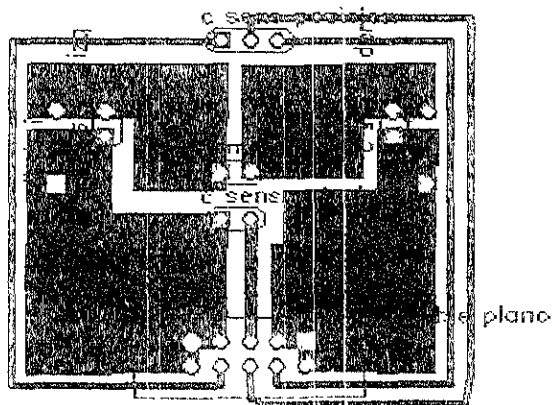
A continuación se muestran los diseños de los tres circuitos :

### Tarjeta controladora PD



Cesar Augusto Espinoza Romayndt, Noviembre de 1987

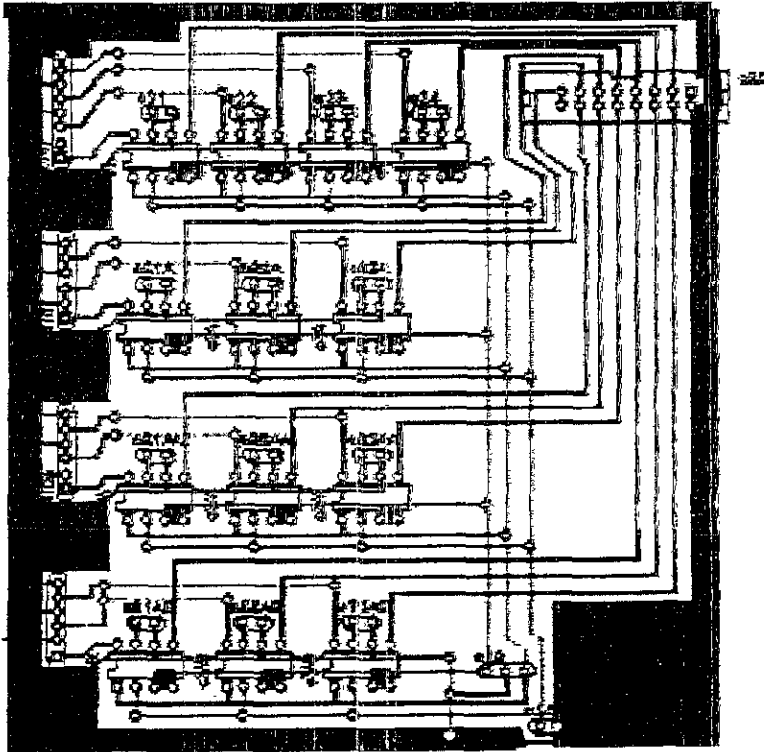
### Tarjeta de conexiones



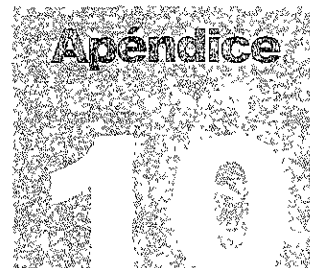
## APÉNDICE 9

### Diseño de las pistas del controlador PD, la tarjeta de conexiones y la tarjeta "Sample & Hold"

#### Tarjeta "Sample & Hold"



éste circuito, tiene pistas por las dos caras de la placa fenólica

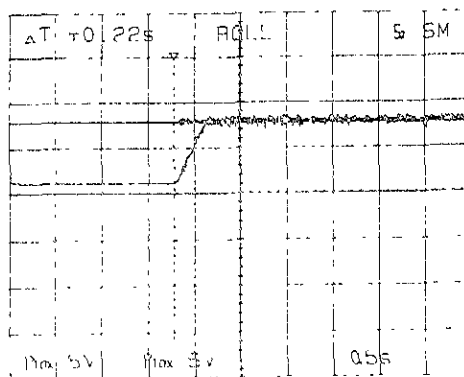
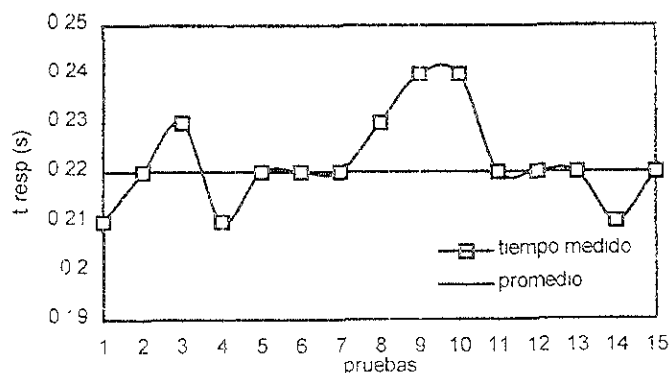


## Pruebas de tiempo de respuesta y de respuesta en frecuencia del sistema

Los resultados de la prueba de tiempo de respuesta se dividen en  
dos grupos : grupo 1, y grupo 2.

Para el grupo 1

Tiempo de respuesta obtenido



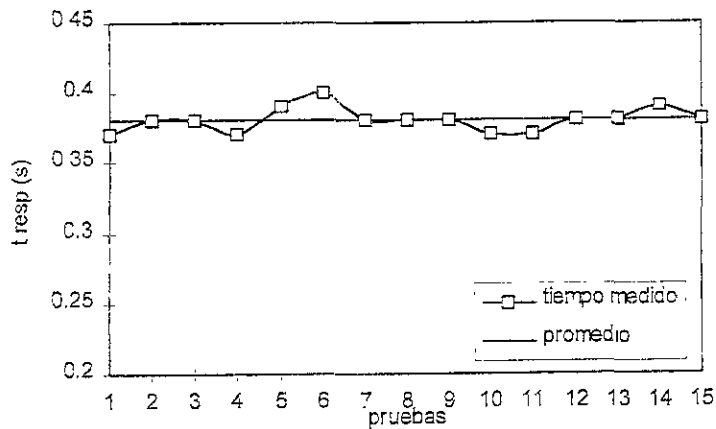
## APÉNDICE 10

### Pruebas de tiempo de respuesta y respuesta en frecuencia del sistema

tiempo medido  
0.21  
0.22  
0.23  
0.21  
0.22  
0.22  
0.22  
0.22  
0.23  
0.24  
0.24  
0.22  
0.22  
0.22  
0.21  
promedio 0.222

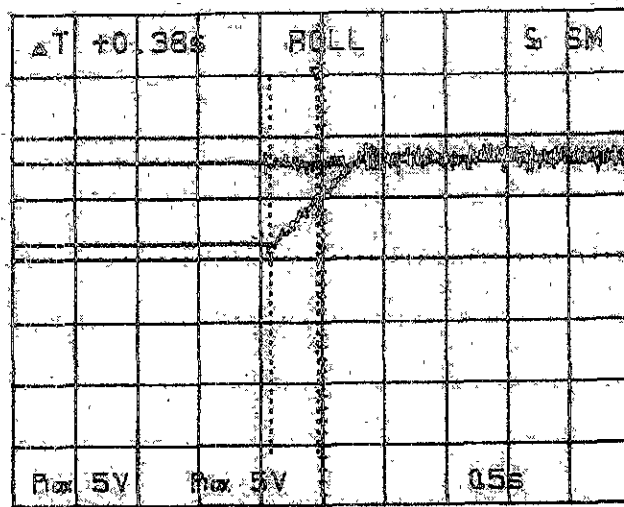
para el grupo 2 :

Tiempo de respuesta obtenido





Pruebas de tiempo de respuesta y respuesta en frecuencia del sistema



tiempo medido

- 0.37
- 0.38
- 0.38
- 0.37
- 0.39
- 0.4
- 0.38
- 0.38
- 0.38
- 0.37
- 0.37
- 0.38
- 0.38
- 0.39
- 0.38

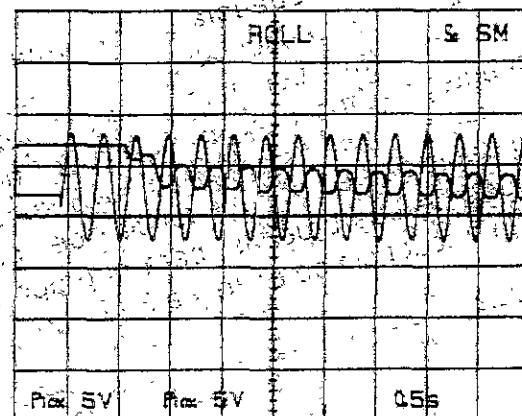
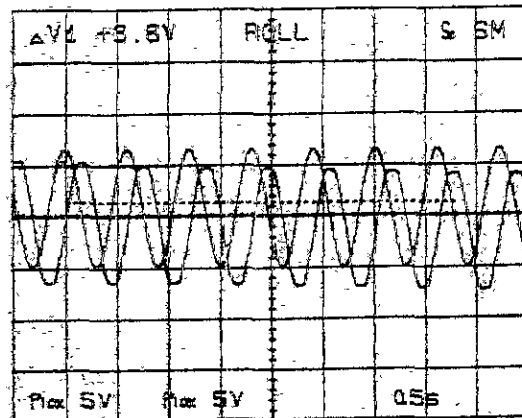
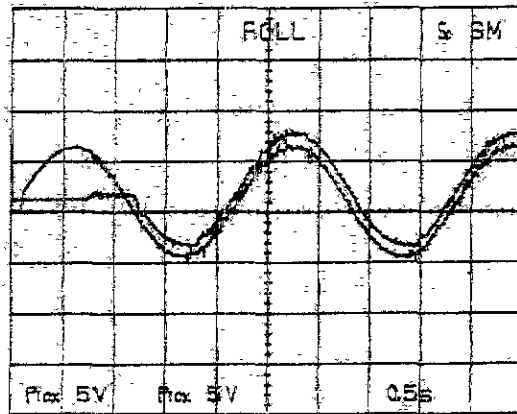
promedio 0.38

**Respuesta en frecuencia del sistema :**

La respuesta e frecuencia del sistema, difiere un poco a la de la simulación, pero por una sencilla razón, las fuentes no son totalmente simétricas, y el sistema comienza a correrse hacia un lado cuando la frecuencia aumenta, lo cual, disminuye considerablemente la frecuencia de corte. Podemos ver los resultados de tres pruebas, para el grupo 2, a 0.463(Hz), 1.63(Hz) que es la frecuencia de corte y a 3.18(Hz)

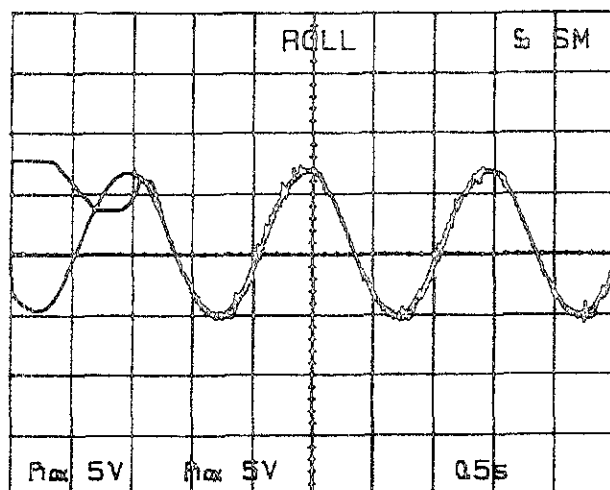
## APÉNDICE 10

### Pruebas de tiempo de respuesta y respuesta en frecuencia del sistema

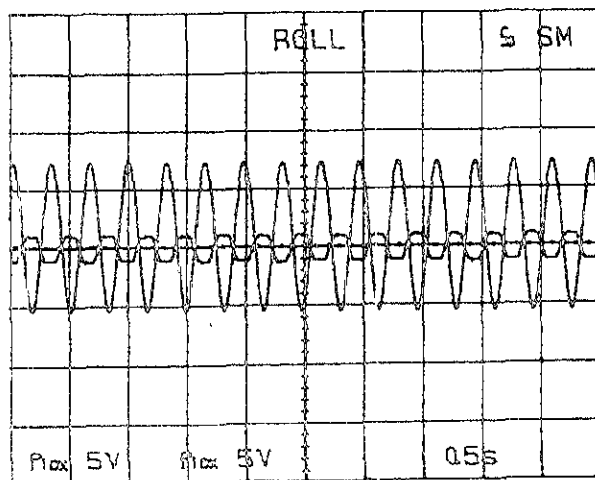
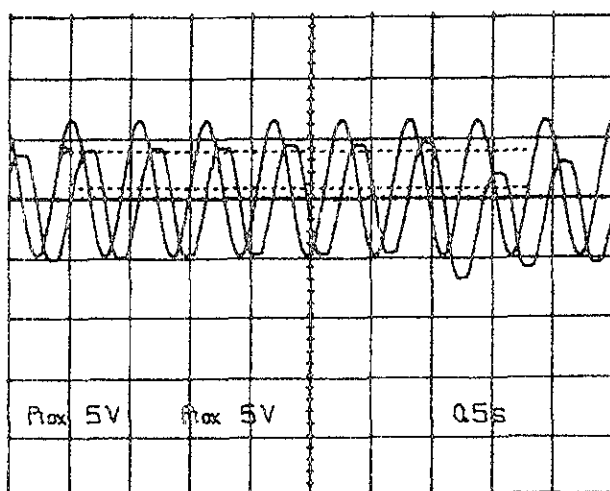


Para el grupo 1 se realizaron las pruebas a 0.66(Hz), 1.778(Hz) que es la frecuencia de corte, y a 3.33(Hz), así, los resultados son :

Pruebas de tiempo de respuesta y respuesta en frecuencia del sistema



$\Delta V_1 +3.2V$  ROLL S SM





## Bibliografía

- Äström, Häggiund  
*PID controllers : Theory, Design and Tuning*, (1995),  
Instrument Society of America
- Bradley, D., Dawson, D., Burd, N.  
*Mechatronics : Electronics in products and processes*,  
(1991),  
Chapman & Hall, London, U.K.
- Groover, Mikell., Weiss, M., Nagel, R., Odrey, N.  
*Robótica Industrial*, (1990)  
McGraw - Hill, México
- Harter, J.,  
*Electromechanics : princips, concepts and devices*, (1995)  
Prentice Hall, N.J., USA.
- Henri, L., Robert, L., Leslie E.,  
*Servomechanisms Fundamentals*, (1947)  
McGraw -Hill, N.Y. USA.
- Linear Databook Volume II  
National Semiconductor Corporation
- Logic Databook Volume II  
National Semiconductor Corporation

## BIBLIOGRAFÍA

---

- McCloy, D., Harris, M.  
Robótica. Una introducción, (1993)  
LIMUSA, México
- Ogata, K.  
Modern Control Engineering, (1979)  
Prentice Hall, N.J. USA.
- Pérez - Amador, V.,  
Generadores, motores y transformadores eléctricos,  
(1992) Facultad de Ingeniería, UNAM
- Perkin R. E. ,  
Applied Robotic Analysis, (1991)  
Prentice Hall, N.J. U.S.A.
- Richard D.K., Thomas A.C., Michael, N.,  
Robot Engineering An Integrated Approach, (1989)  
Prentice Hall, N.J. USA.
- West, J.C.,  
Textbook of Servomechanisms, (1953)  
The English Universities Press LTD., London, UK.

Páginas del World Wide Web consultadas :

<http://ae.tut.fi/~juka/java/pid tuning/mdlidx.html>  
tema : controladores PID

<http://rcisgi.eng.ohio-state.edu/matlab/freq/freq.html>  
tema : respuesta en frecuencia de sistemas

<http://rcisgi.eng.ohio-state.edu/matlab/riocus/riocus.html>  
tema : análisis Root-locus

<http://rclsgi.eng.ohio-state.edu/matlab/examples/motor/freq2.html>  
tema : método de diseño para respuesta en frecuencia

<http://rclsgi.eng.ohio-state.edu/matlab/examples/motor/rlocus2.html>  
tema : método de diseño para root-locus

<http://rclsgi.eng.ohio-state.edu/matlab/examples/motor/ss2.html>  
tema : método de diseño por variables de estado para un motor DC

<http://rclsgi.eng.ohio-state.edu/matlab/examples/motor/motor.html>  
tema : modelado de un motor de DC

<http://rclsgi.eng.ohio-state.edu/matlab/PID/PID.html>  
tema : tutorial para controladores PID

<http://rclsgi.eng.ohio-state.edu/matlab/examples/motor/s2.html>  
tema : método de diseño para root-locus