

**ESCUELA POLITECNICA NACIONAL**

**FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA**

**ANALISIS, DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL PENDUBOT**

Tesis previa a la obtención del Título de Ingeniero en  
Electrónica y Control

**RENATO GERMAN ANDRADE SANTAMARIA**

**ROBERTO CARLOS FUENTES CASTILLO**

Quito, Julio / 2000

Certifico el presente trabajo ha sido elaborado  
en su totalidad por los señores:

**Renato G. Andrade S.**

**Roberto C. Fuentes C.**



Ing. Patricio Chico

**DIRECTOR DE TESIS**

## **AGRADECIMIENTO**

Al Ingeniero Patricio Chico, por su  
colaboración en el desarrollo de esta  
tesis de grado.

## **DEDICATORIA**

A mi madre, que con esfuerzo y sacrificio  
supo apoyarme en todo momento.

*Renato*

## **DEDICATORIA**

A mis padres, por el apoyo incondicional  
que siempre supieron brindarme.

*Roberto*

# INDICE GENERAL

*Página*

<b>I. INTRODUCCION</b> .....	<i>i</i>
------------------------------	----------

## **CAPITULO I. GENERALIDADES**

<b>1.1</b> Sistemas mecánicos actuados .....	1
<b>1.2</b> Sistemas mecánicos subactuados .....	1
<b>1.2.1</b> Sistemas mecánicos superiormente actuados .....	2
<b>1.2.2</b> Sistemas mecánicos inferiormente actuados .....	3
<b>1.3</b> Sensores de posición angular .....	4
<b>1.3.1</b> Potenciómetros .....	4
<b>1.3.2</b> Resolvers .....	6
<b>1.3.3</b> Codificadores ópticos incrementales .....	7
<b>1.4</b> Actuadores .....	10
<b>1.4.1</b> Actuadores eléctricos .....	10
<b>1.4.1.1</b> Motor DC de imán permanente .....	11
<b>1.4.1.2</b> Motor de pasos .....	12
<b>1.4.1.3</b> Motor de inducción .....	13
<b>1.5</b> El Pendubot .....	14
<b>1.5.1</b> Descripción .....	14
<b>1.6</b> Requerimientos del sistema .....	17

## **CAPITULO II. MODELO MATEMATICO Y CONTROL DEL PENDUBOT**

<b>2.1</b> Modelo Matemático .....	18
<b>2.1.1</b> Sistemas de referencia y matriz de rotación .....	18
<b>2.1.2</b> Método de Lagrange .....	21
<b>2.1.3</b> Cálculo de la energía cinética .....	22
<b>2.1.4</b> Cálculo de la energía potencial .....	28
<b>2.1.5</b> Formulación de la dinámica del sistema empleando el Lagrangiano .....	30

2.1.6	Modelo Matricial .....	32
2.2	Parametrización del sistema .....	34
2.2.1	Parámetros inerciales y ecuaciones paramétricas .....	34
2.2.2	Determinación de parámetros .....	35
2.3	Control del Pendubot .....	39
2.3.1	Modelo a variables de estado .....	39
2.3.2	Configuraciones de equilibrio .....	41
2.3.3	Linealización del sistema .....	43
2.3.4	Análisis de estabilidad .....	48
2.3.5	Controlabilidad y Observabilidad .....	50
2.3.6	Sistemas de Control Optimo Cuadrático .....	54
2.3.6.1	Problema de Control Optimo Cuadrático Discreto .....	57
2.3.6.2	Solución al problema de Control Optimo Cuadrático Discreto .....	58
2.3.6.3	Control Optimo Cuadrático Discreto en estado estacionario .....	61
2.3.7	Control del Pendubot en las posiciones tope y media de equilibrio .....	62

### *CAPITULO III. DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA*

3.1	Diseño del Hardware .....	66
3.1.1	Diseño mecánico de la planta .....	67
3.1.2	Tarjeta de adquisición de datos Lab-PC-1200 .....	71
3.1.2.1	Líneas digitales .....	72
3.1.2.2	Salidas analógicas .....	72
3.1.2.3	Contadores/Temporizadores .....	73
3.1.3	Tarjeta de Interfaz de los Codificadores Opticos (T.I.C.) .....	74
3.1.4	Servoamplificador .....	79
3.2	Implementación del Software .....	90
3.2.1	Características de LabVIEW .....	91
3.2.2	Algoritmos de control .....	92
3.2.2.1	Consideraciones especiales .....	96
3.2.3	Interfaz con el usuario y manejo del programa .....	99
3.2.4	Ejecución del programa .....	100

## *CAPITULO IV. PRUEBAS Y RESULTADOS*

4.1 Pruebas experimentales .....	106
4.1.1 Comprobación del funcionamiento de las tarjetas y dispositivos electrónicos .	106
4.1.2 Comprobación del funcionamiento del algoritmo de control .....	107
4.2 Resultados .....	108
4.2.1 Control del Pendubot en la posición tope de equilibrio .....	108
4.2.2 Control del Pendubot en la posición media de equilibrio .....	113
4.2.3 Costos de implementación .....	117

## *CAPITULO V. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES*

5.1 Conclusiones .....	123
5.2 Recomendaciones .....	125

<i>BIBLIOGRAFIA</i> .....	127
---------------------------	-----

## *ANEXOS:*

A Manual de Usuario .....	A-1
B Listado de programas .....	B-1
C Especificaciones técnicas	

# **INTRODUCCION**



## INTRODUCCION.

En la actualidad, se han desarrollado diferentes prototipos experimentales con la finalidad de emplearlos como herramientas de investigación para el diseño y control de sistemas en tiempo real. El Acrobot, el péndulo invertido, el robot gimnasta de tres enlaces, el Pendubot, entre otros, constituyen algunos de los prototipos diseñados.

La temática abordada en el presente trabajo es el “ANALISIS, DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL PENDUBOT”. El **PENDUBOT**, cuyo nombre proviene de **PENDU**lum y **roBOT** (robot péndulo) es un sistema electro-mecánico subactuado diseñado para educación e investigación de algoritmos de control no lineal. Fue desarrollado originalmente en “Coordinated Science Laboratory, University of Illinois at Urbana-Champaign” bajo la dirección del Profesor Mark W. Spong. Una descripción de sus características básicas fue presentada en la IEEE Conf. On Decision and Control, 1995.

El objetivo fundamental es diseñar y construir el **PENDUBOT**, el mismo que está constituido por dos enlaces metálicos rígidos interconectados mediante juntas rotacionales. La primera junta es actuada por un motor DC y la segunda es subactuada. El segundo enlace puede ser considerado como un péndulo simple cuyo movimiento es controlado por acción del primero.

El objetivo de control en este trabajo es mantener el sistema en dos de sus múltiples puntos de equilibrio inestables, denominados posiciones *tope* y *media* de equilibrio. Para ello, se emplea un interfaz de adquisición de datos constituido por la tarjeta Lab-PC-1200, manejado por el paquete de software LabVIEW 5.0, en el cual se implementa el algoritmo de control basado en la técnica del Regulador Cuadrático Lineal.

Una vez construido, el PENDUBOT puede ser utilizado para instrucción a todo nivel; desde una simple demostración para motivar e instruir a estudiantes novatos en la temática de sistemas de control, hasta la aplicación de teoría de control no lineal en tiempo real. Es así que puede ser empleado para ilustrar conceptos importantes de dinámica, control de sistemas lineales, control en tiempo real, teoría de control no-lineal, etc., permitiendo la aplicación de técnicas avanzadas de control robusto y adaptivo, control inteligente, control difuso, control mediante redes neuronales, control híbrido, etc.

A continuación se incluye una breve descripción del contenido de cada capítulo:

El Capítulo I, contiene una descripción general del PENDUBOT y los componentes necesarios para el funcionamiento del sistema. Se hace referencia a los diferentes tipos de sensores y actuadores que podrían ser utilizados.

En el Capítulo II, se realiza la modelación del sistema, se hace un análisis del sistema en lo que se refiere a estabilidad, controlabilidad y observabilidad en algunas de las posiciones de equilibrio más importantes. Finalmente, se expone la técnica de control empleada.

El Capítulo III hace referencia al diseño y construcción de la planta y tarjetas electrónicas, se mencionan características principales de software y tarjeta de adquisición de datos empleados, así como también se describen los algoritmos de control implementados.

En el Capítulo IV se presentan las pruebas experimentales efectuadas y los correspondientes resultados obtenidos al realizar el control del PENDUBOT en las posiciones tope y media de equilibrio. Adicionalmente, se muestra un listado de los componentes empleados y sus precios referenciales respectivos.

En el Capítulo V se exponen las conclusiones y recomendaciones referentes al tema desarrollado.

Finalmente, se mencionan las referencias bibliográficas y los anexos correspondientes.

# ***CAPITULO I***

## ***GENERALIDADES***

## 1.1 SISTEMAS MECANICOS ACTUADOS

Si se considera un sistema con  $n$  grados de libertad y coordenadas generalizadas  $q_1, q_2, \dots, q_n$  que posee  $m$  actuadores, cada uno de los cuales actúa directamente sobre un grado de libertad por lo que recibe el nombre de junta activa. Se dice que un sistema mecánico es *actuado* cuando el número de grados de libertad  $n$  es igual al número de actuadores o juntas activas  $m$ . La representación general de un sistema actuado puede visualizarse en la figura 1.1.

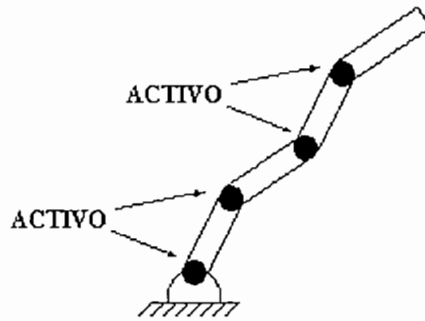


Figura 1.1 Sistema actuado

Un ejemplo de sistema mecánico actuado lo constituyen los manipuladores de robot, en los cuales un motor es acoplado a cada junta para controlar su movimiento.

## 1.2 SISTEMAS MECANICOS SUBACTUADOS

Los sistemas mecánicos *subactuados* son aquellos sistemas que poseen menos actuadores que grados de libertad, es decir, si se considera un sistema con  $n$  grados de libertad y coordenadas generalizadas  $q_1, q_2, \dots, q_n$  que posee  $m < n$  actuadores, cada uno de los cuales actúa directamente sobre un grado de libertad por lo que recibe el nombre de junta

activa. Los restantes  $l = m-n$  grados de libertad subactuados se los conoce como juntas pasivas. La figura 1.2 muestra la representación general de un sistema subactuado.

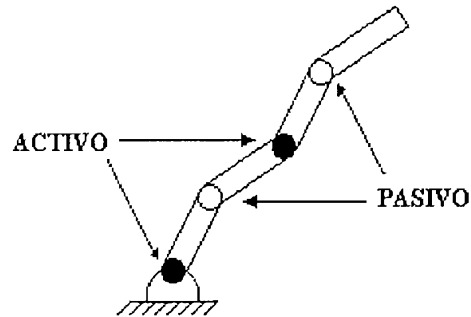


Figura 1. 2 Sistema subactuado

Ejemplos de sistemas mecánicos subactuados son los sistemas que incluyen juntas flexibles, robots con enlaces flexibles, sistemas de robots móviles como brazos manipuladores sujetos a plataformas móviles, plataformas espaciales, vehículos submarinos, etc. Ciertos tipos de robots como el Acrobot y el robot gimnasta de tres enlaces son sistemas mecánicos subactuados.

Dependiendo de la ubicación de las juntas sobre las que actúan los actuadores, pueden diferenciarse dos tipos de sistemas subactuados: los sistemas superiormente actuados y los sistemas inferiormente actuados.

### 1.2.1 SISTEMAS MECANICOS SUPERIORMENTE ACTUADOS

Un sistema *superiormente* actuado es aquel en el cual las primeras  $m$  juntas (las más cercanas a la base) son actuadas, mientras que las restantes  $l = n-m$  juntas son subactuadas, tal como se muestra en la figura 1.3.

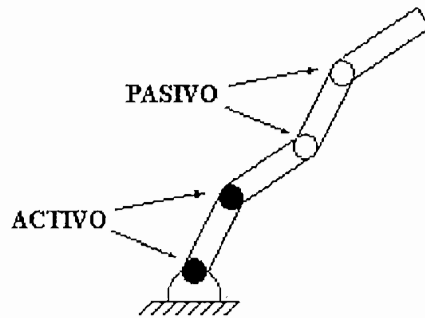


Figura 1.3 Sistema superiormente actuado

Un sistema de este tipo es el conocido péndulo invertido, el cual constituye un sistema que posee dos grados de libertad y un solo actuador acoplado a la junta más cercana a la base.

### 1.2.2 SISTEMAS MECANICOS INFERIORMENTE ACTUADOS

Un sistema *inferiormente* actuado es aquel en el cual las últimas  $m$  juntas (las más alejadas de la base) son actuadas, mientras que las restantes  $l = n - m$  juntas son subactuadas, tal como se muestra en la figura 1.4.

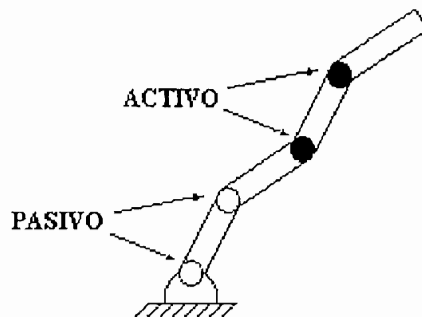


Figura 1.4 Sistema inferiormente actuado

Un ejemplo de este tipo de sistema lo constituye el Acrobot, el cual es un robot de dos enlaces que posee un motor acoplado a la junta más alejada de la base y con el cual se controla el movimiento del segundo enlace (enlace inferior), mientras que el primer enlace se mueve libremente.

### 1.3 SENSORES DE POSICION ANGULAR

También conocidos con el nombre de *sensores propioceptivos*, son dispositivos empleados para supervisar el desempeño y para realimentar señales de posición en el control de los accionamientos de sistemas de control. Los más utilizados comúnmente son:

- Potenciómetros.
- Resolvers.
- Codificadores ópticos incrementales.

La selección del dispositivo adecuado, depende de sus características y de cuan exacto se requiere que sea el funcionamiento del sistema y por ende el control.

#### 1.3.1 POTENCIOMETROS

Los potenciómetros son dispositivos electromecánicos empleados para realizar la realimentación de posición en sistemas de control. La entrada del elemento es una forma de desplazamiento mecánico, ya sea lineal (potenciómetro lineal) o de rotación (potenciómetro rotatorio). Cuando se aplica un voltaje a través de las terminales fijas del potenciómetro, el



voltaje de salida es proporcional al desplazamiento de entrada, ya sea linealmente o de acuerdo con alguna relación no lineal.

El circuito equivalente de un potenciómetro rotatorio se muestra en la figura 1.5.

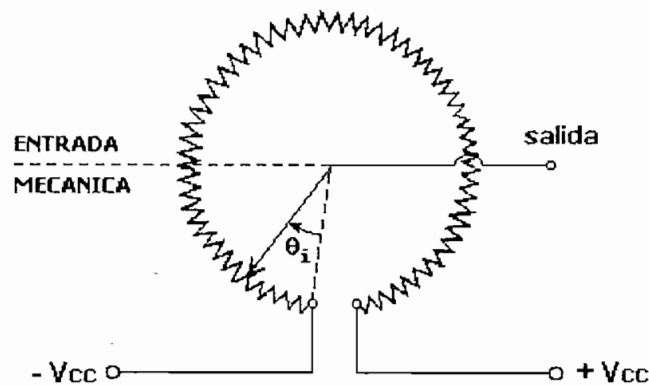


Figura 1. 5 Esquema de un potenciómetro rotatorio

En aplicaciones tales como manipuladores de robot, el péndulo invertido, el Acrobot, etc. Los potenciómetros rotatorios pueden ser una buena elección para realizar realimentación de posición. Sin embargo, estos dispositivos presentan algunas desventajas:

- El contacto debido al movimiento de la escobilla sobre la resistencia causa desgaste, que eventualmente repercutirá en el funcionamiento del dispositivo.
- La salida del potenciómetro es afectada por el medio ambiente.
- La salida analógica del potenciómetro depende de las características del voltaje en las terminales fijas. Por ello, si el voltaje de alimentación presenta irregularidades (ruido, rizado, etc.), el voltaje de salida lo hará también, traduciéndose esto en errores de lectura de posición.

Entonces, el error producido por los potenciómetros debido a las características mencionadas, hacen difícil su empleo como dispositivos primarios de realimentación de posición.

### 1.3.2 RESOLVERS

Este tipo de sensor es un dispositivo electromecánico de *ac* que constituye básicamente un transformador variable. Está compuesto por cuatro arrollamientos desplazados  $90^\circ$  alrededor de un estator estacionario y un arrollamiento simple o doble denominado rotor, el cual rota dentro de los arrollamientos del estator. La figura 1.6 muestra el diagrama esquemático del resolver.

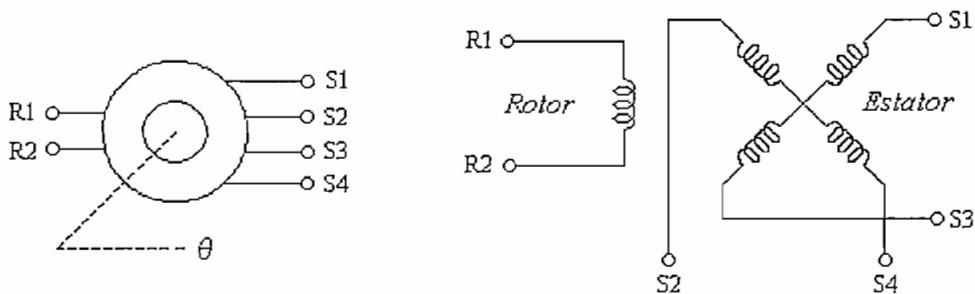


Figura 1.6 Diagrama esquemático

Cuando el rotor es excitado con un voltaje de referencia *ac*, con frecuencias en el rango de 400Hz a 10KHz, los arrollamientos del estator tienen una salida *ac* cuya magnitud es función del coeficiente magnético entre los arrollamientos del rotor y estator que depende a su vez del ángulo del eje o cantidad de rotación presente en el rotor.

Las salidas del resolver se conectan a un transformador, del cual se obtienen dos voltajes: uno proporcional al seno del ángulo del rotor ( $\theta$ ) y otro proporcional al coseno del mismo ángulo. Para que la información analógica proporcionada por el resolver pueda ser empleada por un

computador digital para realizar una acción de control, debe ser convertida a código binario. Para ello, debe implementarse un circuito de conversión (del cual el transformador forma parte) empleando un método adecuado, como por ejemplo, el de muestreo y retención.

La posición sensada por el resolver es siempre absoluta, y su precisión depende de la resolución obtenida en la circuitería electrónica empleada en la conversión. Los resolvers son dispositivos que pueden ser empleados para aplicaciones que requieran alta resolución. Sin embargo, presenta desventajas tales como:

- Requiere un voltaje de referencia ac.
- La conversión electrónica es más cara a medida que la resolución requerida sea mayor.

### **1.3.3 CODIFICADORES OPTICOS INCREMENTALES**

Un codificador óptico es un dispositivo cuya función es convertir desplazamiento lineal o angular en un código digital o señales de pulsos. Existen en el mercado codificadores lineales y rotatorios, para el caso del PENDUBOT y aplicaciones similares, los codificadores ópticos rotativos son los de principal interés.

Un codificador óptico rotativo típico posee tres partes fundamentales:

- Fuente de luz (LED, lámpara de Neón o Tungsteno).
- Disco giratorio.
- Detector sensitivo de luz (fotodiodo, fototransistor, fotocélula).

El rayo de luz proveniente de la fuente debe pasar a través del disco giratorio y activar el detector sensitivo de luz, como se muestra en la figura 1.7. Para cumplir con esta función, se emplea un disco giratorio que posee sectores opacos y sectores transparentes, distribuidos en forma alternada. Un par de estos sectores representan un periodo incremental. Las secciones opacas del disco interrumpen el paso del rayo de luz, mientras que las secciones transparentes facilitan el paso del mismo permitiendo que el detector se active y genere una transición en la señal de salida.

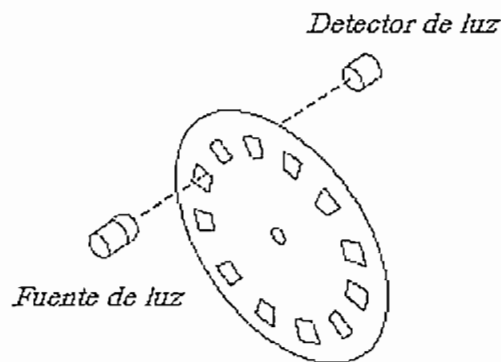


Figura 1. 7 Esquema de un codificador óptico incremental

Las formas de onda de las señales de salida de los detectores generalmente son de tipo triangular o senoidal, en función de la resolución requerida. Sin embargo, existen codificadores que poseen incorporados un amplificador lineal seguido de un comparador que permite obtener señales de onda cuadrada compatibles con lógica digital.

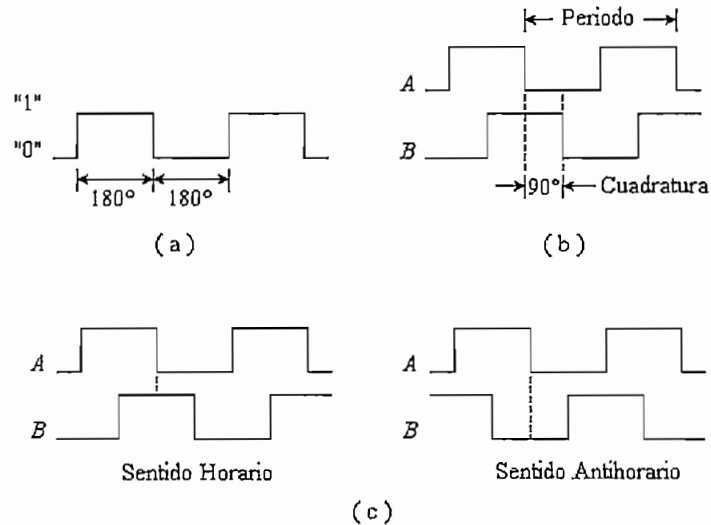
Un *codificador óptico incremental* es aquel en el que las secciones opacas y transparentes del disco se hallan uniformemente distribuidas, obteniéndose señales de salida como la que se muestra en la figura 1.8 (a).

Cuando se realiza control de posición en un determinado sistema, el sentido en el cual gira el disco es un dato sumamente importante. En este caso, se requiere un codificador de dos

canales con dos juegos de pulsos de salida para detectar la dirección. Cuando la fase de los dos trenes de pulsos de salida es de  $90^\circ$  eléctricos, se dice que las dos señales están en *cuadratura*. El sentido de giro de un codificador de dos canales se determina de la siguiente manera:

- Si durante la transición negativa de la señal de salida del canal A (paso de +5V a 0V), el valor correspondiente en la señal de salida del canal B es +5V, entonces, el disco rotará en un sentido.
- Por el contrario, si durante la transición negativa de la señal de salida del canal A, el valor correspondiente en la señal de salida del canal B es 0V, entonces, el disco rotará en sentido contrario.

Cabe mencionar que el sentido de giro del disco (horario o antihorario) dependerá del modelo de codificador empleado y será especificado por el fabricante.



**Figura 1. 8** (a) Salida rectangular de un codificador óptico de canal simple.  
 (b) Señales de un codificador de dos canales en cuadratura.  
 (c) Sentido de giro.

La figura 1.8 (b) y (c) muestra las señales de los dos canales en cuadratura de un tipo determinado de codificador óptico incremental y la forma como se determina el sentido de giro.

## 1.4 ACTUADORES

Los actuadores son dispositivos encargados de efectuar acciones físicas tales como movimiento lineal o circular. Para ello, convierten energía en movimiento. La variedad de actuadores depende del tipo de energía que emplean para producir dicho movimiento, siendo los más empleados los actuadores: neumáticos, hidráulicos y eléctricos.

- Los *actuadores neumáticos* son los más comunes, emplean aire a presión para producir el movimiento mecánico.
- Los *actuadores hidráulicos* emplean la fuerza de un líquido a presión para generar el movimiento mecánico. Son empleados en procesos que requieren de mayor fuerza para mover dispositivos.
- Los *actuadores eléctricos* pueden emplearse en procesos en los que se requiera aplicar mayor o menor fuerza para mover dispositivos. El movimiento es producido por conversión de la energía eléctrica.

### 1.4.1 ACTUADORES ELECTRICOS

Los actuadores eléctricos presentan ventajas como: rapidez, precisión, alto torque, posibilidad de empleo de técnicas sofisticadas de control, facilidad de instalación, etc. En la actualidad

son los más atractivos para aplicaciones de control especialmente dentro del campo de la robótica, observándose su aplicación en dispositivos como manipuladores de robot, péndulo invertido, Acrobot, etc.

Entre los actuadores electrónicos más utilizados se tienen: motores de corriente continua, motores de inducción y motores de pasos.

#### 1.4.1.1 MOTOR DC DE IMAN PERMANENTE

Los motores de corriente continua de imán permanente están constituidos por dos partes principales: el estator o conjunto de imanes y el rotor o inducido que contiene un conjunto de bobinas montadas sobre un núcleo en forma especial. El estator envuelve al rotor y lo hace girar comunicando el movimiento hacia el exterior por medio de un eje. Para llevar la corriente eléctrica a las bobinas del rotor y producir el campo magnético que interacciona con el de los imanes, se utiliza un colector o contacto giratorio y unas escobillas. Todo este conjunto se aloja en un chasis o estructura generalmente metálica, tal como se muestra en la figura 1.9.

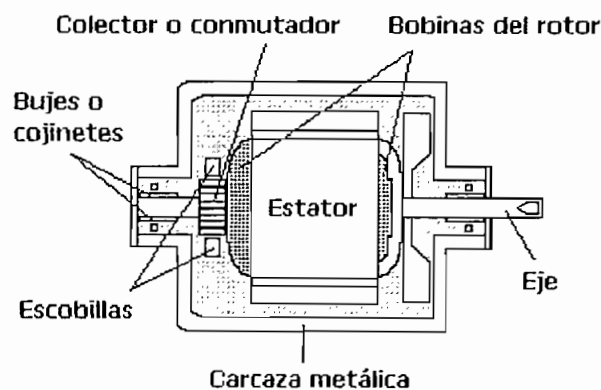


Figura 1.9 Motor DC de imán permanente

### 1.4.1.2 MOTOR DE PASOS

Los motores de pasos poseen la característica especial de convertir pulsos eléctricos en movimientos discretos (por pasos), con ángulos muy precisos hacia adelante o hacia atrás, lo que los hace adecuados para aplicaciones de gran precisión.

Están conformados por un estator y un rotor que tiene posiciones de equilibrio espaciadas regularmente y creadas por polos magnéticos alternos (Norte-Sur-Norte-...). El rotor está constituido de un imán permanente que tiene un patrón fijo de polos Norte y Sur alternados. El estator está compuesto por secciones en forma de copa de hierro con dientes, energizadas por bobinas separadas. Para que el motor avance por pasos, cada una de las bobinas se conecta a un sistema de conmutación que permite su polarización, debiéndose aplicar una secuencia determinada de polaridades. Si se invierte la secuencia de polarización, se invierte el sentido de giro del motor. La figura 1.10 muestra un esquema simplificado de un motor de pasos.

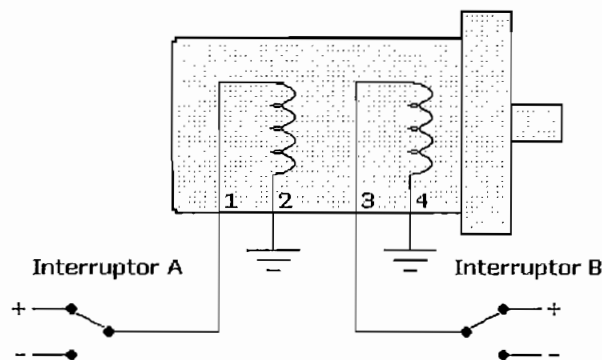


Figura 1.10 Motor de pasos



### 1.4.1.3 MOTOR DE INDUCCION

Los motores de ca asíncronos, conocidos normalmente como motores de inducción consisten básicamente en un estator con dos o tres devanados (en uno o varios pares de polos), y un rotor con un devanado sencillo que puede estar en cortocircuito, es decir, sin conexión externa.

La construcción más común del rotor es la de “jaula de ardilla”, formada por unas barras de aluminio que se cortocircuitan en unos anillos en los extremos de la jaula. Los devanados o fases del estator inducen corriente en el rotor y por interacción de los campos magnéticos (del rotor y estator) se produce el movimiento. El control de velocidad se lo puede realizar variando la frecuencia de la corriente que circula por las fases de la armadura. Un motor de inducción se muestra en la figura 1.11.

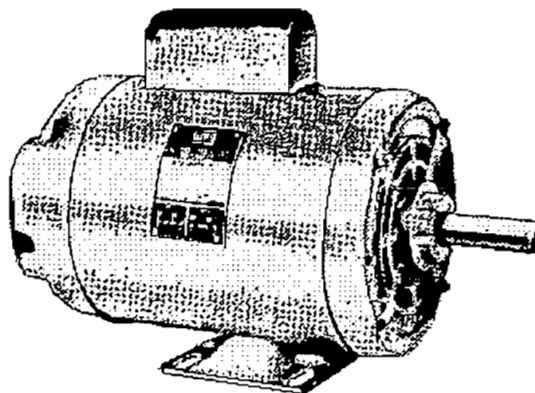


Figura 1. 11 Motor de inducción

## 1.5 EL PENDUBOT

### 1.5.1 DESCRIPCION

El término PENDUBOT es la forma corta de escribir PENDUlum roBOT (robot péndulo). Este robot es un sistema electromecánico o Mecatrónico subactuado (actuado superiormente) que consiste de dos enlaces metálicos rígidos interconectados mediante juntas rotacionales, como se muestra en la figura 1.12. La primera junta es actuada por un motor DC de imán permanente de 72V montado sobre una tabla para fijar su posición, mientras que la segunda junta se mueve libremente.

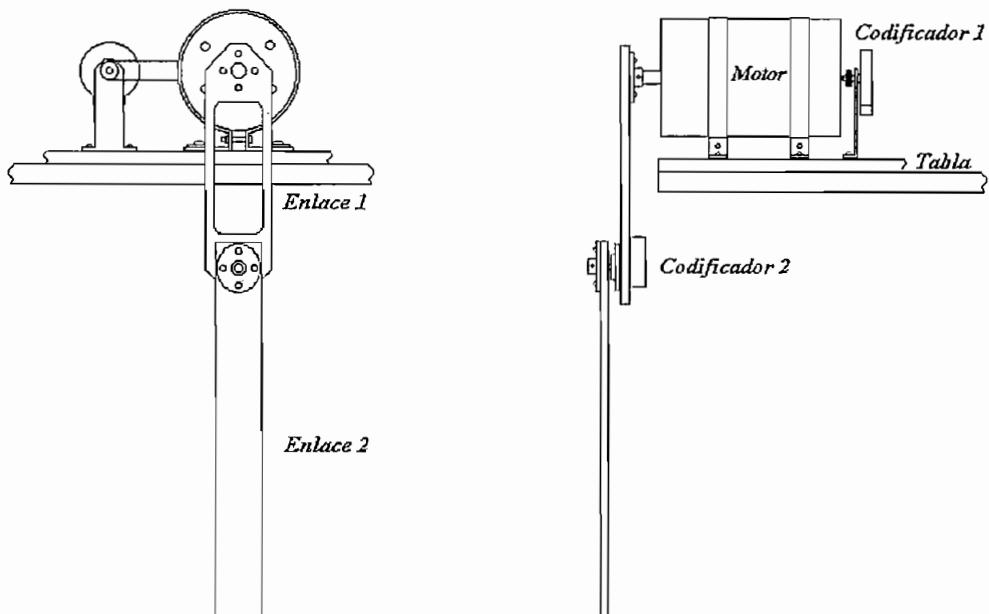


Figura 1. 12 El PENDUBOT

El enlace 1 está acoplado directamente al eje del motor DC y posee además el alojamiento para el eje de la segunda junta. El enlace 2 puede ser considerado como un péndulo simple cuyo movimiento es controlado por acción del enlace 1.

Para la realimentación de la posición y velocidad angular de cada uno de los enlaces metálicos se emplean codificadores ópticos incrementales de 1024 cuentas/revolución, los cuales se encuentran acoplados en ambas juntas del sistema. El eje del motor se prolonga hacia uno y otro lado de la armadura con la finalidad de alojar en uno de sus extremos el enlace 1 y el codificador óptico en el otro. De igual manera, a los extremos del eje de la junta 2, ubicado en el alojamiento de la junta 1, se encuentran acoplados el enlace 2 y el segundo codificador óptico.

Las características de diseño permiten un movimiento rotacional de  $360^\circ$  para los enlaces. Sin embargo, el movimiento del enlace 1 se ve limitado por el cable de alimentación y señales de salida del segundo codificador óptico hacia la tarjeta de conteo de pulsos. El enlace 2, sin embargo, puede rotar libremente. La posición angular del enlace 1 se mide con respecto a un sistema fijo de coordenadas  $Ox_0y_0z_0$  ubicado sobre el eje de la junta 1, y la del enlace 2 con respecto a un eje que constituye la prolongación del enlace 1, tal como se muestra en la figura 1.13.

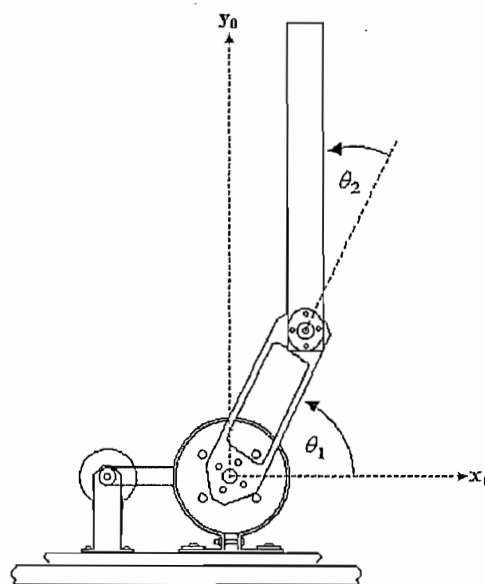
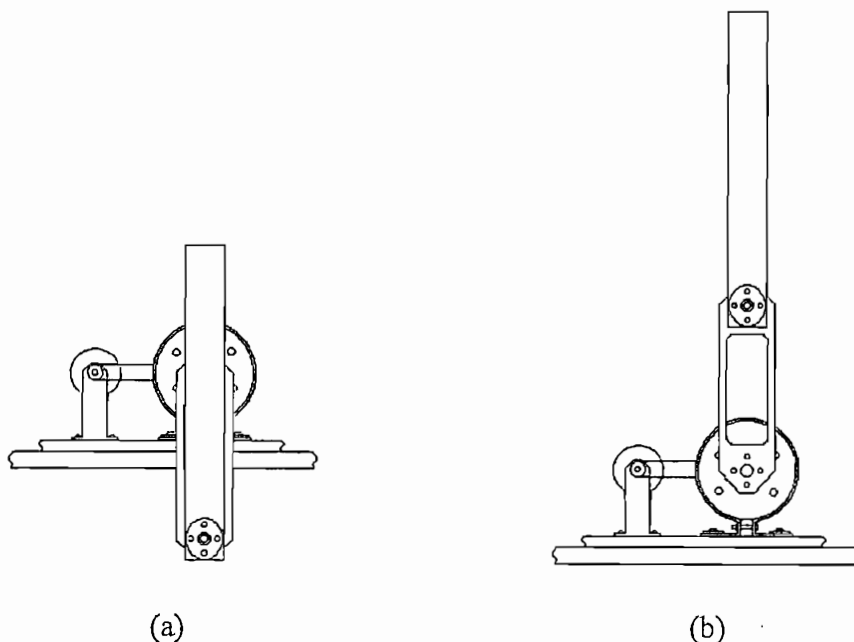


Figura 1.13 Posición angular

El PENDUBOT puede ser comparado en esencia con el clásico péndulo invertido sobre un carro que se desplaza a través de un riel. Sin embargo, la naturaleza del acoplamiento dinámico entre los enlaces del PENDUBOT hace que éste presente algunas propiedades interesantes que no se los encuentra en el otro sistema, de las cuales se hará mención posteriormente.

El objetivo del control es llevar manualmente el PENDUBOT desde el punto estable de equilibrio ( $\theta_1 = -\pi/2$  y  $\theta_2 = 0$ ) hasta alcanzar un punto determinado de equilibrio inestable y mantenerlo en esta posición mediante la aplicación de algoritmos de control diseñados para el efecto. El número de puntos de equilibrio inestable en los cuales podría ser equilibrado el PENDUBOT es infinito, pero dos de ellos son considerados aquí, y se los denomina posición tope y posición media de equilibrio. La posición media de equilibrio es aquella en la cual el enlace 1 se encuentra en  $\theta_1 = -\pi/2$  y el enlace 2 en  $\theta_2 = \pi$ . En la posición tope de equilibrio, el enlace 1 se encuentra en  $\theta_1 = \pi/2$  y el enlace 2 en  $\theta_2 = 0$ . Estas posiciones de equilibrio se ilustran en la figura 1.14.



**Figura 1.14** (a) Posición media. (b) Posición tope

## 1.6 REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA

Para su funcionamiento, el PENDUBOT requiere el uso de diferentes dispositivos electrónicos que conjuntamente con la planta y los algoritmos de control permiten alcanzar un funcionamiento adecuado del sistema. Los dispositivos requeridos son: tarjeta de interfaz de los codificadores ópticos (T.I.C.), tarjeta de adquisición de datos Lab-PC-1200, un servoamplificador empleado para manejar el motor y un computador personal. La forma en la que están dispuestos estos elementos en el sistema se muestra en el figura 1.15.

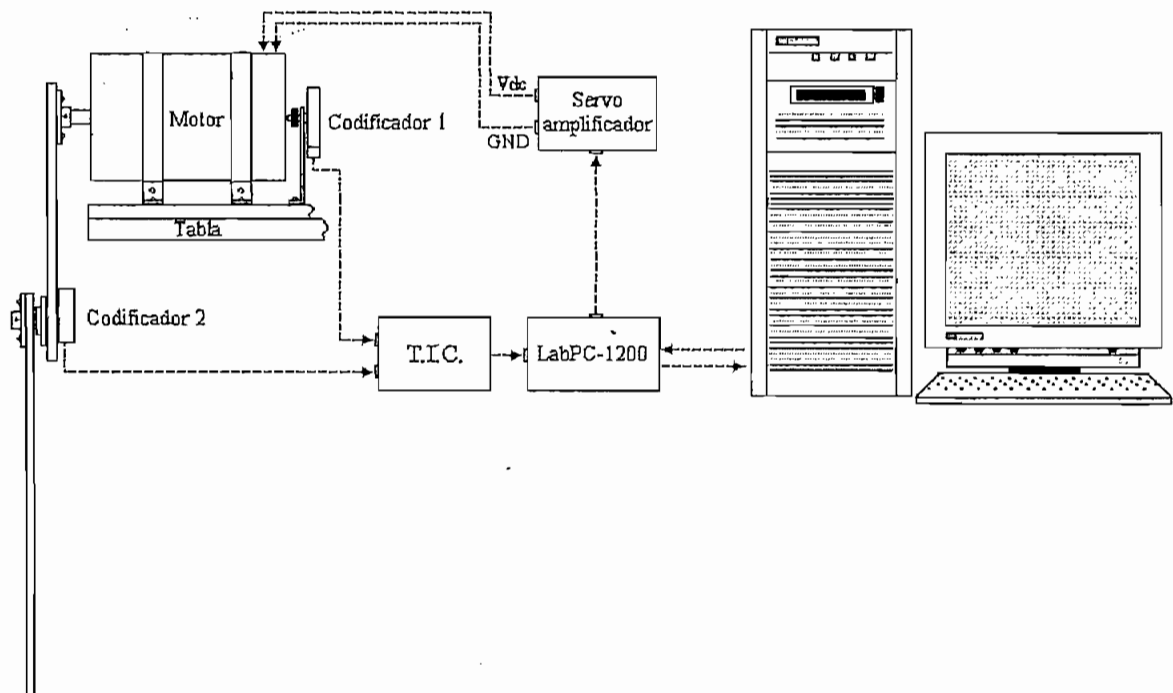


Figura 1.15 Requerimientos del Sistema

Los componentes mostrados en la figura 1.15 serán analizados conforme se avance en el estudio del tema planteado.

# *CAPITULO II*

*MODELO MATEMATICO Y CONTROL  
DEL PENDUBOT*

## 2.1 MODELO MATEMATICO

Para el análisis y control del PENDUBOT, es necesario determinar las ecuaciones dinámicas que gobiernan su funcionamiento. El método de Euler – Lagrange ha sido utilizado para cumplir con este objetivo, para lo cual se requiere realizar algunas consideraciones prácticas.

### 2.1.1 SISTEMAS DE REFERENCIA Y MATRIZ DE ROTACION

Debido a la irregularidad en la forma de los enlaces, el PENDUBOT ha sido modelado de manera similar a los manipuladores de robot, es decir, mediante una cadena articulada en lazo abierto con cuerpos rígidos unidos en serie mediante articulaciones. Un extremo de la cadena está unido a una base mientras el otro extremo está libre.

Es entonces la analogía existente entre el PENDUBOT y los manipuladores de robot, en especial el manipulador planar de dos enlaces con juntas rotacionales, la que permite modelar el sistema y por lo tanto, determinar las ecuaciones dinámicas de movimiento.

Para facilitar el cálculo de las relaciones dinámicas, se requiere establecer adecuadamente sistemas de referencia  $(x_i, y_i, z_i)$  que permitan representar la posición y orientación de los cuerpos rígidos (enlaces metálicos) y determinar las transformaciones entre dichos sistemas de referencia.

La figura 2.1 muestra la analogía existente entre el PENDUBOT y el manipulador lineal de dos enlaces, así como también la forma en que se adjuntan los sistemas de referencia a cada enlace.

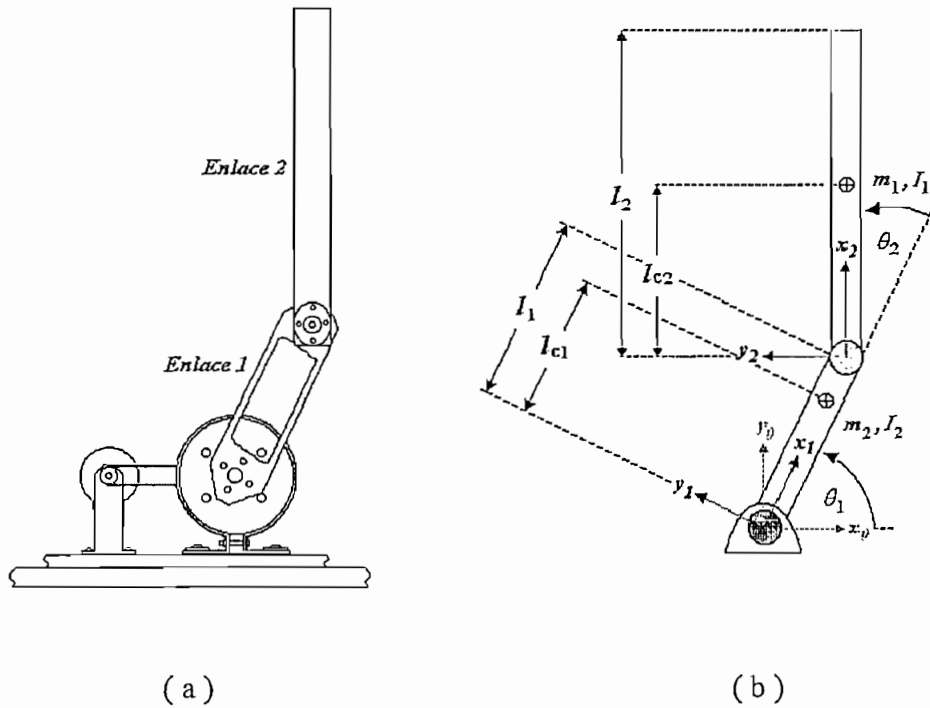


Figura 2.1 (a) Esquema del PENDUBOT. (b) Esquema simplificado

donde

$m_i$ , masa total del enlace  $i$ .

$l_i$ , longitud del enlace  $i$ .

$l_{ci}$ , distancia al centro de masa del enlace  $i$ .

$I_i$ , momento de inercia del enlace  $i$ .

Cabe aclarar que los ejes  $z_i$  de los sistemas de referencia en la figura 2.1 se encuentran perpendiculares a la hoja de trabajo y por ello aparentemente no constan.

El sistema de referencia  $0x_0y_0z_0$  corresponde al sistema fijo de coordenadas, es decir, en función de éste se expresarán los demás. El sistema de referencia  $0x_1y_1z_1$  se encuentra



ubicado sobre la junta 1 y permite definir la posición y orientación del enlace 1. El sistema de referencia  $0x_2y_2z_2$  está ubicado sobre la junta 2 y permite definir la posición y orientación del enlace 2.

Los diferentes sistemas de referencia pueden ser relacionados entre ellos mediante el uso de matrices de transformación. Para efecto de cálculo de las ecuaciones dinámicas del PENDUBOT, la transformación requerida corresponde a la matriz de rotación  ${}^{i+1}_iR$ . Esta matriz de orden  $3 \times 3$  representa la transformación de las coordenadas de un punto ubicado en el sistema de referencia  $i$  con respecto al sistema  $i+1$ .

Los elementos de la matriz de rotación no son independientes. Por ello, es necesario representarla a partir de tres coordenadas independientes. Euler desarrolló un método para determinar esta matriz, y hoy en día se lo conoce como matriz de rotación con representación en ángulos de Euler, que se define como

$${}^{i+1}_iR = \begin{bmatrix} \cos \alpha \cos \beta & \cos \alpha \sin \beta \sin \gamma - \sin \alpha \cos \gamma & \cos \alpha \sin \beta \cos \gamma + \sin \alpha \sin \gamma \\ \sin \alpha \cos \beta & \sin \alpha \sin \beta \sin \gamma + \cos \alpha \cos \gamma & \sin \alpha \sin \beta \cos \gamma - \cos \alpha \sin \gamma \\ -\sin \beta & \cos \beta \sin \gamma & \cos \beta \cos \gamma \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

donde

$\alpha$ , ángulo de rotación del sistema  $i$  alrededor del eje  $z$  del sistema  $i+1$ .

$\beta$ , ángulo de rotación del sistema  $i$  alrededor del eje  $y$  del sistema  $i+1$ .

$\gamma$ , ángulo de rotación del sistema  $i$  alrededor del eje  $x$  del sistema  $i+1$ .

La definición de los ángulos de Euler:  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  puede visualizarse en la figura 2.2.

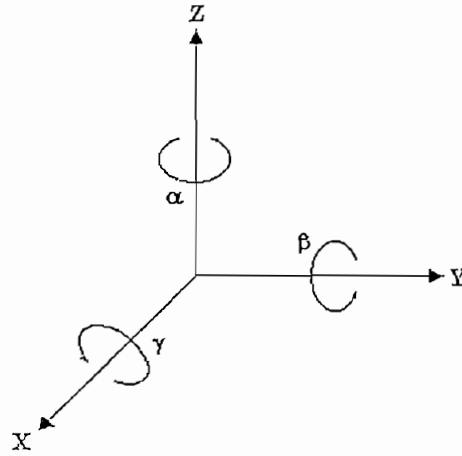


Figura 2. 2 Coordenadas independientes de Euler

### 2.1.2 METODO DE LAGRANGE

El método de Lagrange [1], desarrollado para manipuladores, se basa en suponer al manipulador definido mediante sus  $n$  coordenadas generalizadas,  $q_i$ , y en base a ello plantear la ecuación

$$Q_i = \frac{d}{dt} \left( \frac{\delta L}{\delta \dot{q}_i} \right) - \frac{\delta L}{\delta q_i} \quad (i = 1, 2, \dots, n) \quad (2.2)$$

Esta expresión representa un sistema de  $n$  ecuaciones no lineales con  $n$  incógnitas, que constituyen las ecuaciones diferenciales del movimiento conocidas con el nombre de Ecuaciones de Lagrange.  $Q_i$  puede ser una fuerza o un momento, dependiendo de si  $q_i$  es una coordenada lineal (desplazamiento) o angular (rotación).  $L$  se conoce como función Lagrangiana y se define como

$$L = K - U \quad (2.3)$$

donde

$K$ , Energía cinética del sistema.

$U$ , Energía potencial del sistema.

En el caso del PENDUBOT, las coordenadas  $q_i$  están representadas por la posición angular de los enlaces,  $\theta_i$ , mientras que  $Q_i$  representa el vector de torques del sistema,  $\tau_i$ , por ello, la ecuación (2.2) puede ser escrita como

$$\tau_i = \frac{d}{dt} \left( \frac{\delta L}{\delta \dot{\theta}_i} \right) - \frac{\delta L}{\delta \theta_i} \quad (2.4)$$

Esta expresión permite formular la dinámica del sistema, restando para ello el cálculo de las energías cinética y potencial.

### 2.1.3 CALCULO DE LA ENERGIA CINETICA

La energía cinética del sistema puede determinarse a partir de las ecuaciones de velocidad lineal y angular de cada enlace, calculadas con respecto a los sistemas de referencia  $0x_iy_iz_i$  asociados a las juntas y respecto al sistema fijo de coordenadas  $0x_0y_0z_0$ . Las relaciones que permiten determinar estas velocidades han sido desarrolladas de manera general para manipuladores de robot, pero como se ha mencionado, son totalmente válidas para este sistema. Por lo tanto, la ecuación que permite determinar la velocidad angular de la junta  $i+1$  con respecto al sistema de referencia  $i+1$ , en función de la velocidad angular de la junta  $i$ , es

$${}^{i+1}\omega_{i+1} = {}^{i+1}R^i \omega_i + \dot{\theta}_{i+1} {}^{i+1}\hat{z}_{i+1} \quad (2.5)$$

donde

$$\dot{\theta}_{i+1} {}^{i+1}\hat{z}_{i+1} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\theta}_i \end{bmatrix}$$

y

${}^{i+1}R_i$ , es la matriz de rotación que relaciona el sistema de referencia  $i$  en términos del sistema de referencia  $i+1$ .

$\omega_i$ , es la velocidad angular.

$\theta_i$ , es la posición angular del enlace  $i$ .

La velocidad lineal de cualquier punto perteneciente al enlace  $i$ , respecto al sistema de referencia  $i$ , en función de la velocidad lineal y angular de la junta  $i$ ,  ${}^i v_i$  y  ${}^i \omega_i$  respectivamente, es

$${}^i v_{i+1} = {}^i v_i + {}^i \omega_i \times {}^i P_{i+1} \quad (2.6)$$

donde

${}^i P_{i+1}$ , es el vector posición del sistema de referencia  $i+1$  con respecto al sistema de referencia  $i$ .

$v_i$ , es la velocidad lineal.

Multiplicando la ecuación (2.6) por la matriz de rotación  ${}^{i+1}R_i$ , se obtiene

$${}^{i+1}v_{i+1} = {}^{i+1}R_i ({}^i v_i + {}^i \omega_i \times {}^i P_{i+1}) \quad (2.7)$$

Ecuación que permite obtener la velocidad lineal de la junta  $i+1$  con respecto al sistema de referencia  $i+1$ .

La velocidad lineal y angular del sistema fijo de referencia  $0x_0y_0z_0$  con respecto a sí mismo como es lógico será cero, es decir

$${}^0v_0 = 0 \quad \text{y} \quad {}^0\omega_0 = 0$$

Aplicando las ecuaciones anteriores a cada enlace, se obtiene los siguientes resultados

La velocidad angular de la junta 1 con respecto al sistema de referencia  $0x_1y_1z_1$  es

$${}^1\omega_1 = {}^1R^0\omega_0 + \dot{\theta}_1 {}^1\hat{z}_1$$

Reemplazando los términos correspondientes se tiene

$${}^1\omega_1 = 0 + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\theta}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\theta}_1 \end{bmatrix}$$

La velocidad lineal de la junta 1 con respecto al sistema de referencia  $0x_1y_1z_1$  es

$${}^1v_1 = {}^1R({}^0v_0 + {}^0\omega_0 \times {}^0P_1) = 0$$

La velocidad lineal del centro de masa del enlace 1, respecto al sistema de referencia  $0x_1y_1z_1$  puede calcularse empleando la ecuación (2.6), como

$${}^1v_{c1} = {}^1v_1 + {}^1\omega_1 \times {}^1P_{c1}$$

al reemplazar los términos conocidos, se obtiene

$${}^1v_{c1} = 0 + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\theta}_1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} l_{c1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ l_{c1}\dot{\theta}_1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Para el cálculo de la matriz de rotación  ${}^2_1R$ , los valores de las coordenadas independientes son  $\alpha = -\theta_2$ ,  $\beta = 0$  y  $\gamma = 0$ . Reemplazando estos valores en la ecuación (2.1), se obtiene

$${}^2_1R = \begin{bmatrix} \cos(-\theta_2) & -\text{sen}(-\theta_2) & 0 \\ \text{sen}(-\theta_2) & \cos(-\theta_2) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & \text{sen} \theta_2 & 0 \\ -\text{sen} \theta_2 & \cos \theta_2 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

con lo que, la velocidad angular de la junta 2 con respecto al sistema de referencia  $0x_2y_2z_2$  es

$${}^2\omega_2 = {}^2_1R^1\omega_1 + \dot{\theta}_2 {}^2\hat{z}_2$$

y por tanto

$${}^2\omega_2 = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & \text{sen} \theta_2 & 0 \\ -\text{sen} \theta_2 & \cos \theta_2 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\theta}_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\theta}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\theta}_1 + \dot{\theta}_2 \end{bmatrix}$$

La velocidad lineal de la junta 2 respecto al sistema de referencia  $0x_2y_2z_2$  es

$${}^2v_2 = {}^2_1R \left( {}^1v_1 + {}^1\omega_1 \times {}^1P_2 \right)$$

donde al reemplazar y realizar las operaciones correspondientes, se obtiene

$${}^2v_2 = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & \text{sen} \theta_2 & 0 \\ -\text{sen} \theta_2 & \cos \theta_2 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left( \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\theta}_1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} l_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} l_1 \text{sen} \theta_2 \dot{\theta}_1 \\ l_1 \cos \theta_2 \dot{\theta}_1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

La velocidad del centro de masa del enlace 2 con respecto al sistema de referencia  $0x_2y_2z_2$ , es

$${}^2v_{c2} = {}^2v_2 + {}^2\omega_2 \times {}^2P_{c2}$$

desarrollando

$${}^2v_{c2} = \begin{bmatrix} l_1 \operatorname{sen} \theta_2 \dot{\theta}_1 \\ l_1 \operatorname{cos} \theta_2 \dot{\theta}_1 \\ 0 \end{bmatrix} + \left( \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\theta}_1 + \dot{\theta}_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} l_{c2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} l_1 \operatorname{sen} \theta_2 \dot{\theta}_1 \\ (l_1 \operatorname{cos} \theta_2 + l_{c2}) \dot{\theta}_1 + l_{c2} \dot{\theta}_2 \\ 0 \end{bmatrix}$$

La expresión general que permite calcular la energía cinética de cada enlace es

$$k_i = \frac{1}{2} m_i {}^i v_{ci}^T {}^i v_{ci} + \frac{1}{2} {}^i \omega_i^T I_i {}^i \omega_i \quad (2.8)$$

donde

$k_i$ , energía cinética del enlace  $i$ .

${}^i v_{ci}$ , velocidad lineal del centro de masa del enlace  $i$ , respecto al sistema de referencia  $0x_i y_i z_i$ .

${}^i \omega_i$ , velocidad angular del enlace  $i$ , respecto al sistema de referencia  $0x_i y_i z_i$ .

$I_i$ , matriz de inercia del enlace  $i$ .

Por tanto, aplicando la ecuación (2.8), la energía cinética del enlace 1 es

$$k_1 = \frac{1}{2} m_1 {}^1 v_{c1}^T {}^1 v_{c1} + \frac{1}{2} {}^1 \omega_1^T I_1 {}^1 \omega_1$$

haciendo el reemplazo correspondiente, se tiene

$$k_1 = \frac{1}{2} m_1 \begin{bmatrix} 0 & l_{c1} \dot{\theta}_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ l_{c1} \dot{\theta}_1 \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dot{\theta}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xx1} & 0 & 0 \\ 0 & I_{yy1} & 0 \\ 0 & 0 & I_{zz1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\theta}_1 \end{bmatrix}$$

donde la energía cinética del enlace 1, queda expresada finalmente como

$$k_1 = \frac{1}{2} m_1 l_{c1}^2 \dot{\theta}_1^2 + \frac{1}{2} I_{zz1} \dot{\theta}_1^2$$

La energía cinética del enlace 2 se calcula de la misma manera, es decir

$$k_2 = \frac{1}{2} m_2^2 v_{c2}^T v_{c2} + \frac{1}{2} \omega_2^T I_2 \omega_2$$

reemplazando

$$k_2 = \frac{1}{2} m_2 \begin{bmatrix} l_1 \operatorname{sen} \theta_2 \dot{\theta}_1 & (l_1 \cos \theta_2 + l_{c2}) \dot{\theta}_1 + l_{c2} \dot{\theta}_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} l_1 \operatorname{sen} \theta_2 \dot{\theta}_1 \\ (l_1 \cos \theta_2 + l_{c2}) \dot{\theta}_1 + l_{c2} \dot{\theta}_2 \\ 0 \end{bmatrix} +$$

$$+ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dot{\theta}_1 + \dot{\theta}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xx2} & 0 & 0 \\ 0 & I_{yy2} & 0 \\ 0 & 0 & I_{zz2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\theta}_1 + \dot{\theta}_2 \end{bmatrix}$$

donde, luego de realizar las operaciones y simplificaciones necesarias, la energía cinética resultante del enlace 2 es

$$k_2 = \frac{1}{2} m_2 \left[ (l_1^2 + 2l_1 l_{c2} \cos \theta_2 + l_{c2}^2) \dot{\theta}_1^2 + (2l_1 l_{c2} \cos \theta_2 + 2l_{c2}^2) \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 + l_{c2}^2 \dot{\theta}_2^2 \right] +$$

$$+ \frac{1}{2} I_{zz2} (\dot{\theta}_1 + \dot{\theta}_2)^2$$

La energía cinética total del sistema es la suma de las energías cinéticas de las partes, es decir

$$K = \sum_{i=1}^2 k_i = k_1 + k_2 \quad (2.9)$$

por lo tanto

$$K = \frac{1}{2} m_2 \left[ (l_1^2 + 2l_1 l_{c2} \cos \theta_2 + l_{c2}^2) \dot{\theta}_1^2 + (2l_1 l_{c2} \cos \theta_2 + 2l_{c2}^2) \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 + l_{c2}^2 \dot{\theta}_2^2 \right] +$$



$$+ \frac{1}{2} m_1 l_{c1}^2 \dot{\theta}_1^2 + \frac{1}{2} I_{zz1} \dot{\theta}_1^2 + \frac{1}{2} I_{zz2} (\dot{\theta}_1 + \dot{\theta}_2)^2 \quad (2.10)$$

### 2.1.4 CALCULO DE LA ENERGIA POTENCIAL

El cálculo de la energía potencial se lo debe realizar en forma similar al de la energía cinética. Es decir, considerando la analogía existente entre el PENDUBOT y los manipuladores de robot. Por ello, la energía potencial del sistema se determina como la suma de la energía potencial de los centros de masa de cada enlace y puede ser fácilmente calculada si se considera el modelo simplificado del PENDUBOT, mostrado en la figura 2.3.

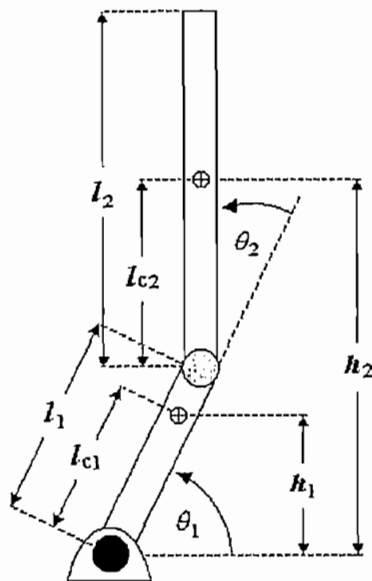


Figura 2.3 Modelo simplificado

La energía potencial de los enlaces se calcula empleando la relación

$$u_i = m_i g h_{ci} \quad (2.11)$$

donde

$u_i$ , energía potencial del enlace  $i$ .

$m_i$ , masa del enlace  $i$ .

$g$ , aceleración de la gravedad.

$h_{ci}$ , altura a la que se encuentra ubicado el centro de masa del enlace  $i$ .

entonces, la energía potencial del enlace 1 es

$$u_1 = m_1 g h_{c1} = m_1 g l_{c1} \text{sen } \theta_1$$

y para el enlace 2 se tiene

$$u_2 = m_2 g h_{c2} = m_2 g [l_1 \text{sen } \theta_1 + l_{c2} \text{sen}(\theta_1 + \theta_2)]$$

La energía potencial del sistema es la suma de la energía potencial de cada enlace, es decir

$$U = \sum_{i=1}^2 u_i = u_1 + u_2$$

por tanto,

$$U = m_1 g l_{c1} \text{sen } \theta_1 + m_2 g [l_1 \text{sen } \theta_1 + l_{c2} \text{sen}(\theta_1 + \theta_2)] \quad (2.12)$$

Una vez determinadas las expresiones de energía cinética y potencial, las ecuaciones dinámicas de movimiento pueden formularse empleando el método de Lagrange, antes mencionado.

## 2.1.5 FORMULACION DE LA DINAMICA DEL SISTEMA EMPLEANDO EL LAGRANGIANO

La función Lagrangiana definida en la ecuación (2.3), es

$$L = K - U$$

reemplazando las expresiones de la energía cinética  $K$  y energía potencial  $U$ , se obtiene

$$L = \frac{1}{2} m_1 l_{e1}^2 \dot{\theta}_1^2 + \frac{1}{2} m_2 \left[ (l_1^2 + 2l_1 l_{e2} \cos \theta_2 + l_{e2}^2) \dot{\theta}_1^2 + (2l_1 l_{e2} \cos \theta_2 + 2l_{e2}^2) \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 + l_{e2}^2 \dot{\theta}_2^2 \right] + \frac{1}{2} I_{zz1} \dot{\theta}_1^2 + \frac{1}{2} I_{zz2} (\dot{\theta}_1 + \dot{\theta}_2)^2 - m_1 g l_{e1} \text{sen } \theta_1 - m_2 g [l_1 \text{sen } \theta_1 + l_{e2} \text{sen}(\theta_1 + \theta_2)]$$

Las ecuaciones dinámicas del sistema se obtienen a partir de la ecuación (2.4). Por tanto, para el enlace 1, se tiene

$$\tau_1 = \frac{d}{dt} \left( \frac{\delta L}{\delta \dot{\theta}_1} \right) - \frac{\delta L}{\delta \theta_1}$$

desarrollando los términos parciales de la ecuación anterior, se tiene

$$\begin{aligned} \frac{\delta L}{\delta \dot{\theta}_1} = & \left( m_1 l_{e1}^2 + m_2 l_1^2 + 2m_2 l_1 l_{e2} \cos \theta_2 + m_2 l_{e2}^2 + I_{zz1} + I_{zz2} \right) \dot{\theta}_1 + \\ & + \left( m_2 l_1 l_{e2} \cos \theta_2 + m_2 l_{e2}^2 + I_{zz2} \right) \dot{\theta}_2 \end{aligned} \quad (2.13)$$

la derivada de esta expresión respecto al tiempo es

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left( \frac{\delta L}{\delta \dot{\theta}_1} \right) = & \left( m_1 l_{e1}^2 + m_2 l_1^2 + 2m_2 l_1 l_{e2} \cos \theta_2 + m_2 l_{e2}^2 + I_{zz1} + I_{zz2} \right) \ddot{\theta}_1 - 2m_2 l_1 l_{e2} \text{sen } \theta_2 \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 - \\ & - m_2 l_1 l_{e2} \text{sen } \theta_2 \dot{\theta}_2^2 + \left( m_2 l_1 l_{e2} \cos \theta_2 + m_2 l_{e2}^2 + I_{zz2} \right) \ddot{\theta}_2 \end{aligned}$$

al calcular la expresión  $-\delta L/\delta\theta_1$ , se obtiene

$$-\frac{\delta L}{\delta\theta_1} = m_1 g l_{c1} \cos \theta_1 + m_2 g l_{c2} \cos(\theta_1 + \theta_2) + m_2 g l_1 \cos \theta_1$$

Finalmente, reemplazando los términos parciales en la ecuación (2.13), se obtiene la primera ecuación dinámica correspondiente al torque aplicado a la junta 1, es decir

$$\begin{aligned} \tau_1 = & \left( m_1 l_{c1}^2 + m_2 l_1^2 + 2m_2 l_1 l_{c2} \cos \theta_2 + m_2 l_{c2}^2 + I_{zz1} + I_{zz2} \right) \ddot{\theta}_1 - 2m_2 l_1 l_{c2} \sin \theta_2 \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 - \\ & - m_2 l_1 l_{c2} \sin \theta_2 \dot{\theta}_2^2 + \left( m_2 l_1 l_{c2} \cos \theta_2 + m_2 l_{c2}^2 + I_{zz2} \right) \ddot{\theta}_2 + m_1 g l_{c1} \cos \theta_1 + \\ & + m_2 g l_{c2} \cos(\theta_1 + \theta_2) + m_2 g l_1 \cos \theta_1 \end{aligned} \quad (2.14)$$

El torque aplicado a la junta 2 se calcula de la misma manera.

De la ecuación (2.4), se obtiene

$$\tau_2 = \frac{d}{dt} \left( \frac{\delta L}{\delta \dot{\theta}_2} \right) - \frac{\delta L}{\delta \theta_2}$$

la expresión  $\delta L/\delta \dot{\theta}_2$  del primer término parcial es

$$\frac{\delta L}{\delta \dot{\theta}_2} = \left( m_2 l_1 l_{c2} \cos \theta_2 + m_2 l_{c2}^2 + I_{zz2} \right) \dot{\theta}_1 + \left( m_2 l_{c2}^2 + I_{zz2} \right) \dot{\theta}_2$$

la derivada de esta expresión respecto al tiempo es

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\delta L}{\delta \dot{\theta}_2} \right) = \left( m_2 l_1 l_{c2} \cos \theta_2 + m_2 l_{c2}^2 + I_{zz2} \right) \ddot{\theta}_1 - m_2 l_1 l_{c2} \sin \theta_2 \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 + \left( m_2 l_{c2}^2 + I_{zz2} \right) \ddot{\theta}_2$$

El término  $-\delta L/\delta\theta_2$ , es

$$-\frac{\delta L}{\delta\theta_2} = m_2 l_1 l_{e2} \operatorname{sen} \theta_2 \dot{\theta}_1^2 + m_2 l_1 l_{e2} \operatorname{sen} \theta_2 \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 + m_2 g l_{e2} \cos(\theta_1 + \theta_2)$$

Entonces, el torque aplicado a la junta 2 es

$$\begin{aligned} \tau_2 = & \left( m_2 l_1 l_{e2} \cos \theta_2 + m_2 l_{e2}^2 + I_{zz2} \right) \ddot{\theta}_1 - m_2 l_1 l_{e2} \operatorname{sen} \theta_2 \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 + \left( m_2 l_{e2}^2 + I_{zz2} \right) \ddot{\theta}_2 + \\ & + m_2 l_1 l_{e2} \operatorname{sen} \theta_2 \dot{\theta}_1^2 + m_2 l_1 l_{e2} \operatorname{sen} \theta_2 \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 + m_2 g l_{e2} \cos(\theta_1 + \theta_2) \end{aligned} \quad (2.15)$$

### 2.1.6 MODELO MATRICIAL

Como se expuso en el primer capítulo, el PENDUBOT es un robot de dos enlaces, en el cual el enlace 2 se mueve libremente, pues no posee actuador acoplado a la junta 2, por lo tanto el valor del torque,  $\tau_2$ , es nulo. Es decir

$$\tau_2 = 0$$

y las ecuaciones dinámicas (2.14) y (2.15) del sistema serán entonces

$$\begin{aligned} \tau_1 = & \left( m_1 l_{e1}^2 + m_2 l_1^2 + 2m_2 l_1 l_{e2} \cos \theta_2 + m_2 l_{e2}^2 + I_{zz1} + I_{zz2} \right) \ddot{\theta}_1 - 2m_2 l_1 l_{e2} \operatorname{sen} \theta_2 \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 - \\ & - m_2 l_1 l_{e2} \operatorname{sen} \theta_2 \dot{\theta}_2^2 + \left( m_2 l_1 l_{e2} \cos \theta_2 + m_2 l_{e2}^2 + I_{zz2} \right) \ddot{\theta}_2 + m_1 g l_{e1} \cos \theta_1 + \\ & + m_2 g l_{e2} \cos(\theta_1 + \theta_2) + m_2 g l_1 \cos \theta_1 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 0 = & \left( m_2 l_1 l_{e2} \cos \theta_2 + m_2 l_{e2}^2 + I_{zz2} \right) \ddot{\theta}_1 - m_2 l_1 l_{e2} \operatorname{sen} \theta_2 \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 + \left( m_2 l_{e2}^2 + I_{zz2} \right) \ddot{\theta}_2 + \\ & + m_2 l_1 l_{e2} \operatorname{sen} \theta_2 \dot{\theta}_1^2 + m_2 l_1 l_{e2} \operatorname{sen} \theta_2 \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 + m_2 g l_{e2} \cos(\theta_1 + \theta_2) \end{aligned}$$

Despreciando la fricción, las ecuaciones dinámicas pueden ser escritas matricialmente en forma estándar como

$$D(\theta)\ddot{\theta} + C(\theta, \dot{\theta})\dot{\theta} + G(\theta) = \tau \quad (2.16)$$

donde

$$D(\theta) = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} \\ d_{21} & d_{22} \end{bmatrix}, \text{ es la matriz de inercia.}$$

$$C(\theta, \dot{\theta}) = \begin{bmatrix} h\dot{\theta}_2 & h\dot{\theta}_2 + h\dot{\theta}_1 \\ -h\dot{\theta}_1 & 0 \end{bmatrix}, \text{ es el vector de términos centrífugos y de Coriolis.}$$

$$G(\theta) = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \end{bmatrix}, \text{ es el vector de términos gravitacionales.}$$

$$\theta = \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \end{bmatrix}, \text{ es el vector de variables de junta (posición angular).}$$

Los términos de cada matriz son

$$d_{11} = m_1 l_{c1}^2 + m_2 (l_1^2 + l_{c2}^2 + 2l_1 l_{c2} \cos \theta_2) + I_{zz1} + I_{zz2}$$

$$d_{12} = d_{21} = m_2 (l_{c2}^2 + l_1 l_{c2} \cos \theta_2) + I_{zz2}$$

$$d_{22} = m_2 l_{c2}^2 + I_{zz2}$$

$$h = -m_2 l_1 l_{c2} \sin \theta_2$$

$$\phi_1 = (m_1 l_{c1} + m_2 l_1)g \cos \theta_1 + m_2 g l_{c2} \cos(\theta_1 + \theta_2)$$

$$\phi_2 = m_2 g l_{c2} \cos(\theta_1 + \theta_2)$$

con lo que, la ecuación (2.16) puede también ser escrita de la siguiente manera

$$\begin{aligned} d_{11}\ddot{\theta}_1 + d_{12}\ddot{\theta}_2 + c_{11}\dot{\theta}_1 + c_{12}\dot{\theta}_2 + \phi_1 &= \tau_1 \\ d_{21}\ddot{\theta}_1 + d_{22}\ddot{\theta}_2 + c_{21}\dot{\theta}_1 + \phi_2 &= 0 \end{aligned} \quad (2.17)$$

## 2.2 PARAMETRIZACION DEL SISTEMA

### 2.2.1 PARAMETROS INERCIALES Y ECUACIONES PARAMETRICAS

Las ecuaciones dinámicas del sistema, permiten establecer los siguientes parámetros inerciales:

$m_1$ , masa total del enlace 1.

$l_1$ , longitud del enlace 1.

$l_{c1}$ , distancia al centro de masa del enlace 1.

$I_{zz1}$ , momento de inercia del enlace 1 con respecto a un eje que pasa por el centro de masa y es paralelo al eje z.

$m_2$ , masa total del enlace 2.

$l_{c2}$ , distancia al centro de masa del enlace 2.

$I_{zz2}$ , momento de inercia del enlace 2 con respecto a un eje que pasa por el centro de masa y es paralelo al eje z.

Estos siete parámetros pueden ser agrupados en las siguientes *ecuaciones paramétricas*

$$\mu_1 = m_1 l_{c1}^2 + m_2 l_1^2 + I_{zz1}$$

$$\mu_2 = m_2 l_{c2}^2 + I_{zz2}$$

$$\mu_3 = m_2 l_1 l_{c2}$$

$$\mu_4 = m_1 l_{c1} + m_2 l_1$$

$$\mu_5 = m_2 l_{c2}$$

Para diseñar un control en el cual se desprecia el efecto de la fricción, estos cinco parámetros son todos los que se necesitan y en base a ellos se desarrollarán las ecuaciones de control.

Sustituyendo estos parámetros en el modelo dinámico matricial, se obtienen los siguientes resultados

$$D(\theta) = \begin{bmatrix} \mu_1 + \mu_2 + 2\mu_3 \cos \theta_2 & \mu_2 + \mu_3 \cos \theta_2 \\ \mu_2 + \mu_3 \cos \theta_2 & \theta_2 \end{bmatrix}$$

$$C(\theta, \dot{\theta}) = \begin{bmatrix} -\mu_3 \sin \theta_2 \dot{\theta}_2 & -\mu_3 \sin \theta_2 \dot{\theta}_2 - \mu_3 \sin \theta_2 \dot{\theta}_1 \\ \mu_3 \sin \theta_2 \dot{\theta}_1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$G(\theta) = \begin{bmatrix} \mu_4 g \cos \theta_1 + \mu_5 g \cos(\theta_1 + \theta_2) \\ \mu_5 g \cos(\theta_1 + \theta_2) \end{bmatrix}$$

Estas matrices constituyen una forma simplificada de expresar el modelo dinámico del sistema y a partir de ellas se desarrollan los cálculos posteriores.

## 2.2.2 DETERMINACION DE PARAMETROS

Los parámetros inerciales han sido determinados en forma teórico-experimental. Para ello, parámetros como masa y longitud han sido medidos directamente, obteniéndose los siguientes resultados:



$$m_1 = 0.17974 \text{ Kg}$$

$$m_2 = 0.26269 \text{ Kg}$$

$$l_1 = 0.151 \text{ m}$$

$$l_{c1} = 0.09 \text{ m}$$

$$l_{c2} = 0.148 \text{ m}$$

La dificultad en el cálculo del momento de inercia de los enlaces depende de la regularidad o irregularidad de sus formas geométricas.

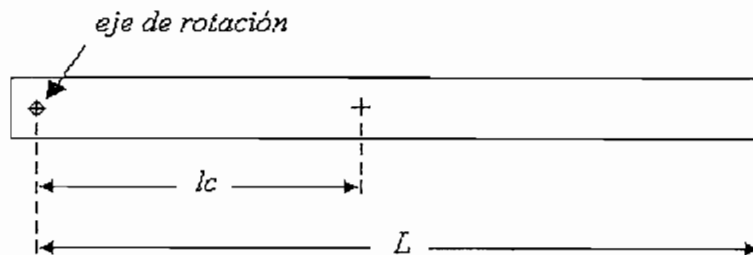
Para simplificar el cálculo del momento de inercia del enlace 1, cuya forma es irregular, se asume que la masa del mismo se ha distribuido en dos partes iguales concentradas en las juntas. Así, el cálculo se reduce a la determinación del momento de inercia de dos masas puntuales con respecto al centro de masa del enlace, por lo que se tiene

$$I_{zz1} = \frac{m_1}{2}(l_1 - l_{c1})^2 + \frac{m_1}{2}l_{c1}^2$$

con lo cual,

$$I_{zz1} = 0.0010624 \text{ Kg.m}^2$$

El momento de inercia del enlace 2, se determina considerando el esquema mostrado en la figura 2.4.



**Figura 2.4** Esquema del enlace 2

En el gráfico, se tiene

$L$ , es la longitud total del enlace medido a partir del eje de rotación.

$lc$ , es la longitud del centro de masa.

En general, para el cálculo del momento de inercia de sólidos se parte de la siguiente relación básica

$$dI = x^2 dm \quad (2.18)$$

donde:

$dI$ , es el elemento diferencial del momento de inercia.

$dm$ , es el elemento diferencial de masa.

$x$ , distancia desde el eje con respecto al cual se calcula el momento de inercia hasta el elemento diferencial de masa.

La masa y el volumen se encuentran relacionados mediante la densidad  $\delta$  del elemento. Por tanto,

$$dm = \delta dV \quad (2.19)$$

Para el caso de un cuerpo con forma regular esta última relación puede ser expresada como

$$dm = \delta A dx$$

donde  $A$  es el área transversal del cuerpo.

Reemplazando en la ecuación (2.18) e integrando en los límites adecuados, se tiene

$$\int dI = A\delta \int_{-lc}^{L-lc} x^2 dx = \frac{A\delta}{3} x^3 \Big|_{-lc}^{L-lc}$$

entonces

$$I = \frac{A\delta}{3} [(L-lc)^3 + lc^3] = \frac{Am}{3AL} [L^3 - 3L^2lc + 3Llc^2]$$

Finalmente, realizando las simplificaciones correspondientes, la inercia del enlace queda expresado como

$$I = \frac{m}{3} (L^2 - 3Llc + 3lc^2) \quad (2.20)$$

El enlace 2 puede aproximarse al esquema mostrado en la figura 2.4, sin que ello implique demasiado error. Por tanto, aplicando la ecuación (2.20) al enlace, el momento de inercia  $I_{zz2}$  es

$$I_{zz2} = \frac{m_2}{3} (l_2^2 - 3l_2l_{e2} + 3l_{e2}^2)$$

reemplazando los valores correspondientes se obtiene

$$I_{zz2} = 0.002537 \text{ Kg.m}^2$$

Reemplazando los parámetros inerciales y considerando que la ganancia del servoamplificador será ajustada en  $K_{amp} = 1.2 \text{ A/V}$  y que la constante de torque del motor es  $K_T = 0.468172 \text{ N.m/A}$ , las ecuaciones paramétricas obtenidas son

$$\mu_1 = 0.0151168 \text{ V.s}^2$$

$$\mu_2 = 0.0147575 \text{ V.s}^2$$

$$\mu_3 = 0.0104495 \text{ V.s}^2$$

$$\mu_4 = 0.0993989 \text{ V.s}^2/\text{m}$$

$$\mu_5 = 0.0692020 \text{ V.s}^2/\text{m}$$

El trabajar con las ecuaciones paramétricas en estas unidades, permite que el algoritmo de control calcule el torque requerido por el motor directamente en voltios, siendo ésta la señal que ingresa al servoamplificador y no la que actúa sobre el motor.

## 2.3 CONTROL DEL PENDUBOT

### 2.3.1 MODELO A VARIABLES DE ESTADO

A partir de la ecuación (2.16) y utilizando la propiedad de invertibilidad de la matriz de masa,  $D(\theta)$ , las aceleraciones angulares  $\ddot{\theta}_1$  y  $\ddot{\theta}_2$  del sistema están dadas por

$$\begin{bmatrix} \ddot{\theta}_1 \\ \ddot{\theta}_2 \end{bmatrix} = D(\theta)^{-1} \tau - D(\theta)^{-1} C(\theta, \dot{\theta}) \dot{\theta} - D(\theta)^{-1} G(\theta) \quad (2.21)$$

donde  $D(\theta)^{-1}$  es

$$D(\theta)^{-1} = \frac{AdjD(\theta)}{\det D(\theta)} = \frac{1}{\mu_1 \mu_2 - \mu_3^2 \cos^2 \theta_2} \begin{bmatrix} \mu_2 & -(\mu_2 + \mu_3 \cos \theta_2) \\ -(\mu_2 + \mu_3 \cos \theta_2) & \mu_1 + \mu_2 + 2\mu_3 \cos \theta_2 \end{bmatrix}$$

Si se considera

$$p = \mu_1 \mu_2 - \mu_3^2 \cos^2 \theta_2$$

los términos parciales de la ecuación (2.21) son

$$D(\theta)^{-1} \tau = \frac{1}{p} \begin{bmatrix} \mu_2 \tau \\ -(\mu_2 + \mu_3 \cos \theta_2) \tau \end{bmatrix}$$

$$D(\theta)^{-1}C(\theta, \dot{\theta}) = \frac{\mu_3 \operatorname{sen} \theta_2}{p} \left[ \begin{array}{c} -\mu_2 \dot{\theta}_2 - (\mu_2 + \mu_3 \cos \theta_2) \dot{\theta}_1 \\ (\mu_1 + \mu_2 + 2\mu_3 \cos \theta_2) \dot{\theta}_1 + (\mu_2 + \mu_3 \cos \theta_2) \dot{\theta}_2 \\ -\mu_2 (\dot{\theta}_1 + \dot{\theta}_2) \\ (\mu_2 + \mu_3 \cos \theta_2) (\dot{\theta}_1 + \dot{\theta}_2) \end{array} \right]$$

$$D(\theta)^{-1}G(\theta) = \frac{1}{p} \left[ \begin{array}{c} \mu_2 \mu_4 g \cos \theta_1 - \mu_3 \mu_5 g \cos \theta_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) \\ -\mu_4 g \cos \theta_1 (\mu_2 + \mu_3 \cos \theta_2) + \mu_5 g \cos(\theta_1 + \theta_2) (\mu_1 + \mu_3 \cos \theta_2) \end{array} \right]$$

Si se reemplazan los términos parciales de la ecuación (2.21) y se hacen las simplificaciones necesarias,  $\ddot{\theta}_1$  puede expresarse finalmente como

$$\ddot{\theta}_1 = \frac{1}{p} \left[ \begin{array}{c} \mu_2 \tau + \mu_2 \mu_3 \operatorname{sen} \theta_2 (\dot{\theta}_1 + \dot{\theta}_2)^2 + 0.5 \mu_3^2 \operatorname{sen}(2\theta_2) \dot{\theta}_1^2 - \mu_2 \mu_4 g \cos \theta_1 + \\ + \mu_3 \mu_5 g \cos \theta_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) \end{array} \right]$$

y  $\ddot{\theta}_2$  como

$$\ddot{\theta}_2 = \frac{1}{p} \left[ \begin{array}{c} -(\mu_2 + \mu_3 \cos \theta_2) \tau - \mu_3 \operatorname{sen} \theta_2 (\mu_1 \dot{\theta}_1^2 + \mu_2 (\dot{\theta}_1 + \dot{\theta}_2)^2) + \mu_4 g \cos \theta_1 (\mu_2 + \mu_3 \cos \theta_2) - \\ - \mu_3^2 \operatorname{sen}(2\theta_2) (\dot{\theta}_1^2 + \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 + 0.5 \dot{\theta}_2^2) - \mu_5 g \cos(\theta_1 + \theta_2) (\mu_1 + \mu_3 \cos \theta_2) \end{array} \right]$$

Con lo cual las ecuaciones de estado del sistema están dadas por

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

donde el vector de estados  $x$  está definido por:

$$x_1 = \theta_1, \quad x_2 = \dot{\theta}_1, \quad x_3 = \theta_2, \quad x_4 = \dot{\theta}_2$$

y, por lo tanto

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= x_2 \\
 \dot{x}_2 &= \ddot{\theta}_1 \\
 \dot{x}_3 &= x_4 \\
 \dot{x}_4 &= \ddot{\theta}_2
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

### 2.3.2 CONFIGURACIONES DE EQUILIBRIO

El PENDUBOT posee múltiples posiciones de equilibrio inestables, en los cuales el sistema puede ser controlado. Cada una de estas configuraciones cumple con una condición establecida de equilibrio y requiere de una señal de control diferente. La condición de equilibrio puede determinarse a partir de la ecuación (2.17), la cual se muestra a continuación

$$\begin{aligned}
 d_{11}\ddot{\theta}_1 + d_{12}\ddot{\theta}_2 + c_{11}\dot{\theta}_1 + c_{12}\dot{\theta}_2 + \phi_1 &= \tau_1 \\
 d_{21}\ddot{\theta}_1 + d_{22}\ddot{\theta}_2 + c_{21}\dot{\theta}_1 + \phi_2 &= 0
 \end{aligned}$$

Cuando el PENDUBOT es controlado en una de las configuraciones de equilibrio, los valores correspondientes a la velocidad y aceleración,  $\dot{\theta}_i$  y  $\ddot{\theta}_i$  respectivamente, son nulas. Por lo tanto, las ecuaciones anteriores se reducen a

$$\begin{aligned}
 \tau_1 = \phi_1 &= \mu_4 g \cos \theta_1 + \mu_5 g \cos(\theta_1 + \theta_2) \\
 0 = \phi_2 &= \mu_5 g \cos(\theta_1 + \theta_2)
 \end{aligned}$$

observando estas ecuaciones, se determina que las configuraciones de equilibrio posibles están dadas por la relación

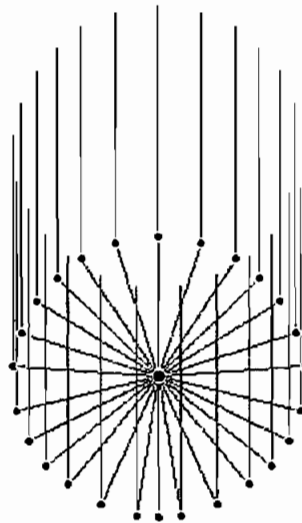
$$\theta_1 + \theta_2 = \frac{\pi}{2} \quad (2.23)$$

y la señal de control requerida se determina mediante la ecuación

$$\tau_1 = u_r = \mu_4 g \cos \theta_1 \quad (2.24)$$

Cabe recalcar que la señal de control en función de las ecuaciones paramétricas se encuentra en unidades de voltaje [V].

Considerando la condición establecida en la ecuación (2.23), algunas de las configuraciones de equilibrio, pueden visualizarse en la figura 2.5.

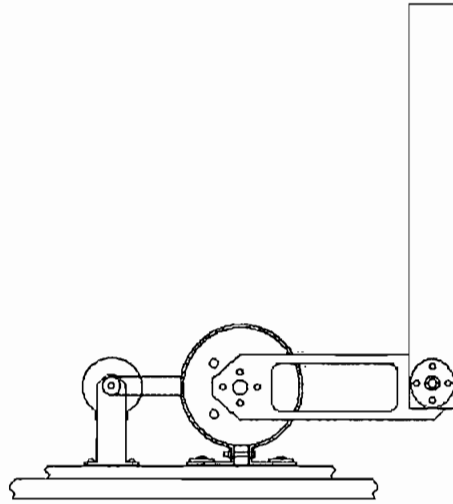


**Figura 2.5** Configuraciones controlables de equilibrio

Como puede observarse en la figura 2.5, las configuraciones en las cuales  $\theta_1 = 0, \pm\pi$  ( $\theta_2$  se determina de la condición de equilibrio) no han sido incluidas, debido a que en estas

posiciones el sistema es incontrolable. La figura 2.6 muestra la configuración, en la cual

$$\theta_1 = 0 \text{ y } \theta_2 = \frac{\pi}{2}.$$



**Figura 2. 6** Configuración incontrolable

Si se hace una analogía entre el péndulo invertido y el PENDUBOT, puede determinarse físicamente la razón por la cual el sistema se vuelve incontrolable. Teóricamente, debe calcularse la matriz de controlabilidad, para determinar si el sistema puede o no ser controlado en una configuración dada de equilibrio. Para ello, es necesario primero establecer un método adecuado que permita linealizar el sistema en cualquier configuración de equilibrio y a partir de este modelo determinar la controlabilidad y observabilidad del sistema.

### 2.3.3 LINEALIZACION DEL SISTEMA

Debido a las características no lineales del PENDUBOT, este sistema puede representarse mediante las ecuaciones de estado en la forma matricial siguiente:



$$\dot{x}_i(t) = f_i[x(t), u(t)] \quad (2.25)$$

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

y

$x(t)$ , vector de estado de  $n \times 1$ .

$u(t)$ , vector de entrada de control de  $n \times 1$ .

$f_i$ , función del vector de estado y del vector de entrada de  $n \times 1$ .

El método empleado para linealizar el sistema consiste en realizar la expansión de las ecuaciones de estado no lineales en una serie de Taylor [2], alrededor de un punto de operación nominal.

La expansión en series de Taylor de la ecuación (2.25), es

$$f_i(x, u) = f_i(x_r, u_r) + \sum_{j=1}^n \left. \frac{\partial f_i(x, u)}{\partial x_j} \right|_{x_r, u_r} (x_j - x_{rj}) + \sum_{j=1}^n \left. \frac{\partial f_i(x, u)}{\partial u_j} \right|_{x_r, u_r} (u_j - u_{rj}) \quad (2.26)$$

donde  $j = 1, 2, \dots, n$ .  $x_r$  y  $u_r$  son los valores de los estados y el control en los puntos de operación nominal respectivamente. Para el caso del PENDUBOT, estos puntos corresponden a las posiciones de equilibrio y señal de control dadas por las ecuaciones (2.23) y (2.24).

En las posiciones de equilibrio del PENDUBOT,  $\dot{x}_i = f_i(x_r, u_r)$  siempre será cero. Por lo tanto, la ecuación (2.26) se reduce a

$$\dot{x}_i = \sum_{j=1}^n \left. \frac{\partial f_i(x, u)}{\partial x_j} \right|_{x_r, u_r} (x_j - x_{rj}) + \sum_{j=1}^n \left. \frac{\partial f_i(x, u)}{\partial u_j} \right|_{x_r, u_r} (u_j - u_{rj})$$

si se expresa la ecuación anterior en forma matricial, se tiene

$$\dot{x} = A\Delta x_j + B\Delta u_j$$

donde

$$\Delta x_j = x_j - x_{j0} \quad \text{y} \quad \Delta u_j = u_j - u_{j0}$$

Por lo tanto, las matrices A y B son

$$A = \frac{\partial f_i}{\partial x_j} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \frac{\partial f_n}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix} \quad \text{y} \quad B = \frac{\partial f_i}{\partial u_j} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u} \\ \frac{\partial f_2}{\partial u} \\ \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial u} \end{bmatrix}$$

El PENDUBOT posee cuatro ecuaciones de estado ( $n = 4$ ), por lo tanto las matrices A y B serán

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \frac{\partial f_1}{\partial x_3} & \frac{\partial f_1}{\partial x_4} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \frac{\partial f_2}{\partial x_3} & \frac{\partial f_2}{\partial x_4} \\ \frac{\partial f_3}{\partial x_1} & \frac{\partial f_3}{\partial x_2} & \frac{\partial f_3}{\partial x_3} & \frac{\partial f_3}{\partial x_4} \\ \frac{\partial f_4}{\partial x_1} & \frac{\partial f_4}{\partial x_2} & \frac{\partial f_4}{\partial x_3} & \frac{\partial f_4}{\partial x_4} \end{bmatrix} \quad \text{y} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u} \\ \frac{\partial f_2}{\partial u} \\ \frac{\partial f_3}{\partial u} \\ \frac{\partial f_4}{\partial u} \end{bmatrix}$$

Entonces, lo que se requiere para linealizar el sistema es encontrar las matrices de derivadas parciales y evaluarlas en los puntos de equilibrio. Para lo cual, los términos del vector de funciones son

$$f_1 = \dot{x}_1, \quad f_2 = \dot{x}_2, \quad f_3 = \dot{x}_3, \quad f_4 = \dot{x}_4$$

por consiguiente, las derivadas parciales son

$$\frac{\partial f_1}{\partial x_1} = 0, \quad \frac{\partial f_1}{\partial x_2} = 1, \quad \frac{\partial f_1}{\partial x_3} = 0, \quad \frac{\partial f_1}{\partial x_4} = 0$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial x_1} = \frac{g}{p} \left[ \mu_2 \mu_4 \operatorname{sen} x_1 - \mu_3 \mu_5 \cos x_3 \operatorname{sen}(x_1 + x_3) \right]$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial x_2} = \frac{2\mu_3 \operatorname{sen} x_3}{p} \left[ \mu_2 (x_2 + x_4) + \mu_3 \cos x_3 x_2 \right] = 0$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial f_2}{\partial x_3} = & -\frac{\mu_3 \mu_5 g}{p} \left[ \operatorname{sen}(x_1 + 2x_3) \right] - \\ & -\frac{\mu_3^2 \operatorname{sen}(2x_3)}{p^2} \left[ \mu_2 \tau - \mu_2 \mu_4 g \cos x_1 + \mu_3 \mu_5 g \cos x_3 \cos(x_1 + x_3) \right] \end{aligned}$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial x_4} = \frac{2\mu_2 \mu_3 \operatorname{sen} x_3}{p} (x_2 + x_4) = 0$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial x_1} = 0, \quad \frac{\partial f_3}{\partial x_2} = 0, \quad \frac{\partial f_3}{\partial x_3} = 0, \quad \frac{\partial f_3}{\partial x_4} = 1$$

$$\frac{\partial f_4}{\partial x_1} = \frac{g}{p} \left[ -\mu_4 \operatorname{sen} x_1 (\mu_2 + \mu_3 \cos x_3) + \mu_5 \operatorname{sen}(x_1 + x_3) (\mu_1 + \mu_3 \cos x_3) \right]$$

$$\frac{\partial f_4}{\partial x_2} = -\frac{2\mu_3 \operatorname{sen} x_3}{p} \left[ \mu_2 x_4 + (\mu_1 + \mu_2) x_2 + \mu_3 \cos x_3 (2x_2 + x_4) \right] = 0$$

$$\frac{\partial f_4}{\partial x_3} = \frac{1}{p} \left[ \mu_3 \operatorname{sen} x_3 \left( \tau - \mu_4 g \cos x_1 + \mu_5 g \cos(x_1 + x_3) \right) + \mu_5 g \operatorname{sen}(x_1 + x_3) (\mu_1 + \mu_3 \cos x_3) \right] -$$

$$-\frac{\mu_3^2 \operatorname{sen}(2x_3)}{p^2} \left[ (\mu_2 + \mu_3 \cos x_3)(\mu_4 g \cos x_1 - \tau) - \mu_5 g \cos(x_1 + x_3)(\mu_1 + \mu_3 \cos x_3) \right]$$

$$\frac{\partial f_4}{\partial x_4} = -\frac{\mu_3}{p} \left[ \left( 2\mu_2 \operatorname{sen} x_3 + \mu_3 \operatorname{sen}(2x_3) \right) (x_2 + x_4) \right] = 0$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial \tau} = 0$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial \tau} = \frac{\mu_2}{p}$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial \tau} = 0$$

$$\frac{\partial f_4}{\partial \tau} = -\frac{\mu_2 + \mu_3 \cos x_3}{p}$$

definidas todas las derivadas parciales, las matrices A y B resultantes pueden expresarse de la siguiente manera

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & 0 & \frac{\partial f_2}{\partial x_3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{\partial f_4}{\partial x_1} & 0 & \frac{\partial f_4}{\partial x_3} & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\partial f_2}{\partial \tau} \\ 0 \\ \frac{\partial f_4}{\partial \tau} \end{bmatrix}$$

Cada punto de equilibrio define un sistema linealizado diferente. Por esta razón, las matrices A y B deben evaluarse en los puntos de equilibrio en los cuales se desea realizar el control. Para ello, se ha desarrollado un archivo de instrucciones en Matlab, denominado *lineal.m*, cuyo contenido se muestra en el anexo B.

En el caso del PENDUBOT, los puntos de interés son las posiciones tope y media de equilibrio. Empleando el archivo de instrucciones *lineal.m*, para evaluar las matrices A y B, se obtienen los siguientes resultados

- *Posición Tope:*  $x_1 = \frac{\pi}{2}, \quad x_3 = 0$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 63.9961 & 0 & -62.2213 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -63.3556 & 0 & 152.2339 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 129.5721 \\ 0 \\ -221.3196 \end{bmatrix}$$

- *Posición Media:*  $x_1 = -\frac{\pi}{2}, \quad x_3 = \pi$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -63.9961 & 0 & 62.2213 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -64.6366 & 0 & 27.7913 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 129.5721 \\ 0 \\ -37.8246 \end{bmatrix}$$

Estas matrices constituyen el modelo lineal del sistema en las configuraciones tope y media del PENDUBOT. A partir de ellas, se puede realizar el análisis de estabilidad, controlabilidad y observabilidad del sistema, determinándose de esta manera la posibilidad o no de realizar el control del PENDUBOT en las configuraciones mencionadas.

### 2.3.4 ANALISIS DE ESTABILIDAD

Existen diferentes métodos para determinar la estabilidad de un sistema. En el caso del PENDUBOT, se emplea uno de los métodos propuestos por Liapunov para realizar el análisis de sistemas lineales y no lineales.

El método consiste en evaluar los valores propios de la matriz  $A$ , obtenida al linealizar el sistema alrededor de un punto de operación deseado, y verificar el cumplimiento de la siguiente condición:

Si al menos uno de los valores propios de la matriz  $A$ , se encuentra ubicado en el semiplano derecho de “s”, el sistema es *inestable* en el punto de equilibrio. Es decir

Si:  $\exists \text{Re}\{\lambda_i\} > 0$ , el sistema es inestable en el punto de equilibrio analizado.

El PENDUBOT posee una posición de equilibrio estable, que corresponde al estado de reposo (cuando está colgando). Cualquier otra posición obviamente es inestable. Las configuraciones de interés para realizar el control del PENDUBOT son las posiciones tope y media de equilibrio. El análisis de estabilidad para estas configuraciones genera los siguientes resultados:

- *Posición Tope:*

Los valores propios de la matriz  $A$  se obtienen evaluando la expresión

$$|\lambda I - A| = 0$$

es decir

$$\begin{vmatrix} \lambda & -1 & 0 & 0 \\ -63.9961 & \lambda & 62.2213 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda & -1 \\ 63.3556 & 0 & -152.2339 & \lambda \end{vmatrix} = 0$$

donde los valores propios resultantes son

$$\lambda_1 = 13.5960$$

$$\lambda_2 = -13.5960$$

$$\lambda_3 = 5.6016$$

$$\lambda_4 = -5.6016$$

De la misma forma se determinan los valores propios de la matriz  $A$ , correspondiente a la posición media de equilibrio, con lo que se obtienen los siguientes resultados:

- *Posición Media*

$$\begin{vmatrix} \lambda & -1 & 0 & 0 \\ 63.9961 & \lambda & -62.2213 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda & -1 \\ 64.6366 & 0 & -27.7913 & \lambda \end{vmatrix} = 0$$

de donde los valores propios son

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= -3.8249 + 5.7212 j & \lambda_2 &= -3.8249 - 5.7212 j \\ \lambda_3 &= 3.8249 + 5.7212 j & \lambda_4 &= 3.8249 - 5.7212 j \end{aligned}$$

Como puede observarse, en ambos casos, existen valores propios de la matriz  $A$  ubicados en el semiplano derecho de "s". Por lo tanto, se justifica teóricamente la inestabilidad del sistema en las posiciones analizadas.

### 2.3.5 CONTROLABILIDAD Y OBSERVABILIDAD

Un sistema no siempre puede ser controlado, pues se deben considerar combinaciones particulares de planta, estado deseado, restricciones, etc. Los conceptos de controlabilidad y observabilidad de un sistema son dos cuestiones muy importantes que deben ser analizadas para determinar la posibilidad o no de realizar una acción de control.

La controlabilidad y observabilidad de un sistema puede determinarse a partir de la representación en el espacio de estados del sistema, dado por

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t)$$

donde, como se conoce,  $A$  es una matriz  $n \times n$ ,  $B$  una matriz  $n \times m$ ,  $C$  una matriz  $p \times n$  y  $D$  una matriz  $p \times m$ .

### *Controlabilidad*

El concepto de *controlabilidad* permite determinar si un sistema puede ser transferido de un estado inicial arbitrario a cualquier estado deseado (arbitrario), en un periodo finito.

- Se dice que un sistema es de estado completamente controlable si la matriz de controlabilidad,  $CO$ , definida como

$$CO = \begin{bmatrix} B & AB & A^2B & \dots & A^{n-1}B \end{bmatrix}$$

es de *rango* =  $n$ , o posee  $n$  vectores columna linealmente independientes.

### *Observabilidad*

El concepto de observabilidad se ocupa del problema de determinar el estado de un sistema dinámico a partir de observaciones de los estados de salida y de control, en un periodo finito.

- Se dice que un sistema es de estado completamente observable si la matriz de observabilidad,  $OB$ , definida como



$$OB = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix}$$

es de  $\text{rango} = n$ , o posee  $n$  vectores columna linealmente independientes.

Puesto que se desea controlar al PENDUBOT en las configuraciones tope y media de equilibrio, se requiere hacer un análisis de controlabilidad y observabilidad del sistema en dichas posiciones. Los resultados obtenidos de este análisis, se muestran a continuación

- *Posición Tope:*

La matriz de controlabilidad es

$$CO = 100 * \begin{bmatrix} 0 & 1.30 & 0 & 220.63 \\ 1.30 & 0 & 220.63 & 0 \\ 0 & -2.21 & 0 & -419.01 \\ -2.21 & 0 & -419.01 & 0 \end{bmatrix}$$

La matriz de observabilidad es

$$OB = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 63.9961 & 0 & -62.2213 & 0 \\ -63.3556 & 0 & 152.2339 & 0 \\ 0 & 63.9961 & 0 & -62.2213 \\ 0 & -63.3556 & 0 & 152.2339 \end{bmatrix}$$

como las matrices de controlabilidad y observabilidad son de rango = 4, el sistema es de estado completamente controlable y observable.

- *Posición Media:*

La matriz de controlabilidad es

$$CO = 100 * \begin{bmatrix} 0 & 1.30 & 0 & -106.46 \\ 1.30 & 0 & -106.46 & 0 \\ 0 & -0.38 & 0 & 73.24 \\ -0.38 & 0 & 73.24 & 0 \end{bmatrix}$$

La matriz de observabilidad es

$$OB = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -63.9961 & 0 & 62.2213 & 0 \\ 64.6366 & 0 & 27.7913 & 0 \\ 0 & -63.9961 & 0 & 62.2213 \\ 0 & 64.6366 & 0 & 27.7913 \end{bmatrix}$$

como el rango de las matrices de controlabilidad y observabilidad es 4, el sistema es de estado completamente controlable y observable.

Los resultados obtenidos del análisis de controlabilidad y observabilidad del sistema en las posiciones tope y media de equilibrio, permiten establecer la factibilidad de realizar el control del PENDUBOT en dichas posiciones.

Al determinar las configuraciones de equilibrio permitidas, se mostró la existencia de algunas posiciones para las cuales el sistema resulta ser incontrolable, a pesar de cumplir la condición

de equilibrio especificada en la ecuación (2.23). Esto puede justificarse analizando la controlabilidad del sistema para las configuraciones en conflicto.

Las posiciones que definen las configuraciones incontrolables son

$$\theta_1 = 0 \text{ y } \theta_2 = \frac{\pi}{2}, \quad \theta_1 = \pi \text{ y } \theta_2 = -\frac{\pi}{2}, \quad \theta_1 = -\pi \text{ y } \theta_2 = \frac{3\pi}{2}$$

Al linealizar y evaluar el sistema en estas posiciones, se obtiene las siguientes matrices de estado:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 45.9545 & 0 & 45.9545 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 66.1516 \\ 0 \\ 66.1516 \end{bmatrix}$$

la matriz de controlabilidad para estas configuraciones es

$$CO = \begin{bmatrix} 0 & 66.1516 & 0 & 0 \\ 66.1516 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -66.1516 & 0 & 0 \\ -66.1516 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

y puesto que  $\det(CO) = 0$ , la matriz de controlabilidad es singular y por lo tanto, el sistema no puede ser controlado en las configuraciones de equilibrio analizadas.

### 2.3.6 SISTEMAS DE CONTROL OPTIMO CUADRATICO

Se denomina sistema de control óptimo a aquel cuyo diseño minimiza o maximiza, según sea el caso, el valor de una función seleccionada como el índice de desempeño.

El *índice de desempeño* representa un criterio de optimización cuyo valor constituye una indicación de qué tanto se acerca el desempeño del sistema real al desempeño deseado. La importancia del índice de desempeño radica en que la forma de esta función determina si el control óptimo resultante es lineal, no lineal, estacionario o variante en el tiempo. Por ello, el índice de desempeño se formula en base a los requerimientos del problema y a las restricciones en la forma de control para asegurar que el sistema sea físicamente realizable.

En la mayor parte de los casos prácticos, entre ellos el PENDUBOT, el comportamiento del sistema, dada una condición inicial  $x(0)$  se optimiza eligiendo el vector de control  $u(k)$  de entre los vectores de control permitidos, de manera tal que el índice de desempeño se minimice y se transfiera al estado a la región deseada del espacio de estados.

En sistemas de *control óptimo cuadrático*, se desea minimizar un índice de desempeño cuadrático, definido por alguna función de error. Si se considera un sistema expresado en variables de estado, se tiene

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

y lo que se desea hacer es llevar al mínimo una función de error generalizada (índice de desempeño) tal como

$$J = \int_0^T [\xi(t) - x(t)]^T Q [\xi(t) - x(t)] dt \quad 0 \leq t \leq T$$

donde el vector de error constituye la diferencia entre el estado deseado  $\xi(t)$  y el estado real  $x(t)$ .  $Q$  es una matriz positiva definida (o positiva semidefinida), denominada matriz de ponderación de estados.

Como se indicó, el índice de desempeño requiere también tomar en cuenta las restricciones en el vector de control. Para el PENDUBOT, se debe prestar atención a la energía necesaria

requerida por la acción de control, pues si no se considera esto, puede llegarse a un diseño que implique valores excesivamente grandes de  $u(t)$  que puede llegar a saturar el sistema físico. Como  $u(t)$  tiene la dimensión de una fuerza o par, la energía de control es proporcional a la integral de  $[u(t)]^2$ . Por tanto, la restricción en el vector de control, puede estar dada por

$$\int_0^T u^T(t)Ru(t) dt = K$$

donde  $R$  es una matriz positiva definida, denominada matriz de ponderación del control y  $K$  es una constante positiva. Entonces, el índice de desempeño para el PENDUBOT y para un sistema de control en general se puede escribir de la siguiente manera

$$J = \int_0^T [\xi(t) - x(t)]^T Q [\xi(t) - x(t)] dt + \lambda \int_0^T u^T Ru(t) dt \quad (2.27)$$

donde  $\lambda$  constituye un multiplicador de Lagrange (constante positiva) que indica el peso del costo del control con respecto a la disminución de errores al mínimo.

Si se considera el caso en que  $T = \infty$ , el estado deseado  $\xi$  es el origen o sea  $\xi = 0$  y el vector de estado es real. Por lo tanto, el índice de desempeño cuadrático dado en la ecuación (2.27) puede expresarse como

$$J = \int_0^{\infty} [x^T(t)Qx(t) + u^T(t)Ru(t)] dt \quad (2.28)$$

que constituye la forma general del índice de desempeño cuadrático para un sistema de control, el mismo que será empleado para determinar el vector de control del PENDUBOT en las posiciones de equilibrio antes mencionadas. Cabe mencionar que el multiplicador de Lagrange  $\lambda$  está incluido en la matriz  $R$  positiva definida.

### 2.3.6.1 PROBLEMA DE CONTROL OPTIMO CUADRATICO DISCRETO

El problema de control óptimo cuadrático discreto [3], puede enunciarse de la siguiente manera:

Dado un sistema de control lineal de tiempo discreto y de estado completamente controlable

$$x(k+1) = Gx(k) + Hu(k) \quad x(0) = c \quad (2.29)$$

donde

$x(k)$ , vector de estado.

$u(k)$ , vector de control.

$G$ , matriz no singular de  $n \times n$ .

$H$ , matriz de  $n \times r$ .

Tomando en cuenta que la característica principal de una ley de control óptimo basada en un índice de desempeño es que es una función lineal del vector de estados  $x(k)$ . Encuentre la secuencia de control óptimo  $u(0)$ ,  $u(1)$ , ...,  $u(N-1)$  que minimiza un índice de desempeño cuadrático, para un proceso de tiempo finito ( $0 \leq k \leq N$ ).

El índice de desempeño cuadrático a considerar en este problema está dado por la ecuación (2.28), cuyo equivalente discreto se muestra a continuación:

$$J = \frac{1}{2} x^T(N) S_d x(N) + \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} [x^T(k) Q_d x(k) + u^T(k) R_d u(k)] \quad (2.30)$$

donde

$Q_d$ , matriz real simétrica definida positiva o semidefinida positiva de  $n \times n$ .

$R_d$ , matriz real simétrica definida positiva de  $r \times r$ .

$S_d$ , matriz real simétrica definida positiva o semidefinida positiva de  $n \times n$ .

Las matrices discretas  $Q_d$ ,  $R_d$  y  $S_d$  se seleccionan para valorar la importancia relativa de la contribución en el desempeño debida al vector de estado  $x(k)$  ( $k=0,1,2, \dots, N-1$ ), al vector de control  $u(k)$  ( $k=0,1,2, \dots, N-1$ ), y al estado final  $x(N)$ , respectivamente.

### 2.3.6.2 SOLUCION AL PROBLEMA DE CONTROL OPTIMO CUADRATICO DISCRETO

Para realizar el control del PENDUBOT en las configuraciones de equilibrio, se requiere el empleo de los resultados finales obtenidos al dar solución al problema de control óptimo cuadrático. La deducción de estos resultados, sin embargo, no constituye uno de los objetivos de este trabajo. Es por ello que simplemente se mostrará el procedimiento que debe seguirse y se indicarán los resultados obtenidos.

La función a minimizar, dada por la ecuación (2.30), se escribe como

$$J = \frac{1}{2} x^T(N) S_d x(N) + \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} [x^T(k) Q_d x(k) + u^T(k) R_d u(k)]$$

y está sujeta a restricciones especificadas por la ecuación (2.29), es decir

$$x(k+1) = Gx(k) + Hu(k) \quad x(0) = c$$

donde  $k = 0,1,2, \dots, N-1$

Al añadir las restricciones empleando un conjunto de multiplicadores de Lagrange  $\lambda(1), \lambda(2), \dots, \lambda(N)$ , se define un nuevo índice de desempeño  $L$  como:

$$\begin{aligned}
 L = & \frac{1}{2} x^T(N) S_d x(N) + \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} [x^T(k) Q_d x(k) + u^T(k) R_d u(k)] \\
 & + \lambda^T(k+1) [Gx(k) + Hu(k) - x(k+1)] \\
 & + [Gx(k) + Hu(k) - x(k+1)]^T \lambda(k+1)
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

Los términos que involucran los multiplicadores de Lagrange se escriben de esa forma para asegurar que  $L = L^T$ . ( $L$  es una cantidad escalar real).

El método convencional para minimizar la función  $L$ , consiste en diferenciar dicha función respecto a cada uno de los componentes de los vectores  $x(k)$ ,  $u(k)$  y  $\lambda(k)$  e igualar los resultados a cero, con lo que el problema finalmente se convierte en un problema con dos puntos de valores en la frontera que puede ser resuelto empleando la ecuación de Riccati. Con ello, el vector de control óptimo  $u(k)$  se puede obtener en la forma de lazo cerrado o realimentado:

$$u(k) = -K(k)x(k)$$

donde  $K$  es la matriz de ganancia óptima de  $r \times n$ . El esquema de control resultante se muestra en la figura 2.7.

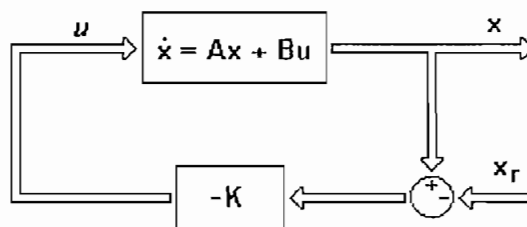


Figura 2. 7 Esquema de control

Para obtener la ecuación de Riccati, se debe emplear la *transformación de Riccati*, que implica suponer que  $\lambda(k)$  puede ser escrita en la forma



$$\lambda(k) = P(k)x(k) \quad (2.32)$$

si se reemplaza el término anterior en el conjunto de ecuaciones obtenidas y se realizan las simplificaciones necesarias, la ecuación resultante es la siguiente

$$P(k) = Q_d + G^T P(k+1) [I + HR_d^{-1}H^T P(k+1)]^{-1} G \quad (2.33)$$

Esta ecuación se denomina *ecuación de Riccati* y  $P(k)$  es una matriz real simétrica de  $n \times n$  que constituye la solución a la ecuación discreta de Riccati.

La matriz de ganancia óptima  $K(k)$  puede finalmente determinarse por la ecuación

$$K(k) = R_d^{-1}H^T (G^T)^{-1} [P(k) - Q_d] \quad (2.34)$$

El objetivo del control óptimo cuadrático es minimizar un índice de desempeño. Por ello, el siguiente paso es evaluar el valor mínimo alcanzado por el índice de desempeño, es decir

$$\min J = \min \left\{ \frac{1}{2} x^T(N) S_d x(N) + \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} [x^T(k) Q_d x(k) + u^T(k) R_d u(k)] \right\}$$

donde, si se realizan las sustituciones necesarias, el valor mínimo del índice de desempeño es

$$J_{\min} = \frac{1}{2} x^T(0) P(0) x(0) \quad (2.35)$$

que, como puede observarse, es función de  $P(0)$  y del estado inicial  $x(0)$ .

### 2.3.6.3 CONTROL OPTIMO CUADRATICO DISCRETO EN ESTADO ESTACIONARIO

Las ecuaciones obtenidas, han sido determinadas para un proceso de control finito, es decir cuando  $0 \leq k \leq N$ . Para este caso, la matriz de ganancia de realimentación  $K(k)$  constituye una matriz variante en el tiempo. Ahora, se hace el análisis para cuando  $N = \infty$ ; en cuyo caso, la solución de control óptimo se convierte en una solución en estado estacionario y la matriz de ganancia  $K(k)$  se convierte en una matriz de ganancia constante, denominada matriz de ganancia en estado estacionario y se denota como  $K$ .

Cuando  $N = \infty$ , el índice de desempeño se puede modificar a

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} [x^T(k) Q_d x(k) + u^T(k) R_d u(k)] \quad . \quad (2.36)$$

Como puede observarse, el término  $\frac{1}{2} x^T(N) S_d x(N)$  ha sido eliminado debido a que, si el sistema de control óptimo es estable de tal forma que el valor de  $J$  converge a una constante,  $x(\infty)$  se hace cero y, por tanto,  $\frac{1}{2} x^T(\infty) S_d x(\infty) = 0$ .

En estado estacionario, la matriz  $P(k)$  se define como  $P$ , y puede ser obtenida a partir de la ecuación (2.33) como sigue:

$$P = Q_d + G^T P (I + H R_d^{-1} H^T)^{-1} G \quad (2.37)$$

Cabe recalcar que la ecuación anterior se conoce como *ecuación de Riccati*.

De la misma manera, la matriz de ganancia óptima  $K$  puede obtenerse a partir de la ecuación (2.34) como:

$$K = R_d^{-1} H^T (G^T)^{-1} (P - Q_d) \quad (2.38)$$

La ley de control óptimo está dada entonces por

$$u(k) = -Kx(k) \quad (2.39)$$

y, el valor mínimo del índice de desempeño está dado por

$$J_{min} = \frac{1}{2} x^T(0) P x(0) \quad (2.40)$$

Las ecuaciones (2.37) a (2.40) constituyen las expresiones necesarias para solucionar problemas de control óptimo, en los cuales se minimiza un índice de funcionamiento cuadrático como el mostrado en la ecuación (2.28).

### 2.3.7 CONTROL DEL PENDUBOT EN LAS POSICIONES TOPE Y MEDIA DE EQUILIBRIO

Como se indicó, el control del PENDUBOT en las posiciones tope y media de equilibrio, se lo realiza empleando la técnica del regulador cuadrático lineal (LQR). Para ello, la función *lqrd* de MATLAB puede ser empleada para determinar el vector de control óptimo  $K$  de cualquier sistema. Sin embargo, se ha implementado un archivo particular de funciones que emplea las ecuaciones (2.37) a (2.39) y permite obtener el vector de control óptimo  $K$  y la matriz solución de la ecuación de Riccati,  $P$ , para cualquier configuración de equilibrio del PENDUBOT. Esta función, denominada *lqrdpen*, posee la siguiente sintaxis:

$$[K, P] = lqrdpen(A, B, Q, R)$$

donde

$K$ , es el vector óptimo de control.

$P$ , es la solución discreta de la ecuación de Riccati.

$A$ , matriz A del sistema representado en variables de estado.

$B$ , matriz B del sistema representado en variables de estado.

$Q$ , matriz de ponderación de estados.

$R$ , matriz de ponderación del control.

Las matrices A y B se obtienen del proceso de linealización del sistema alrededor del punto de equilibrio y las matrices Q y R se determinan de la siguiente manera:

Los elementos de la matriz  $Q$  se seleccionan para ponderar la importancia relativa de los diferentes componentes del vector de estado. Los estados de interés corresponden a la posición de los enlaces, es decir, a los estados  $x_1$  y  $x_3$ . La matriz Q empleada es

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La matriz  $R$  se selecciona para ponderar el gasto de energía en la acción de control, es decir, mientras mayor sea la ponderación asignada a tal matriz, la magnitud de la señal de control será menor. La matriz R empleada, se muestra a continuación

$$R = [1.1]$$

La función *lgrdpen* emplea las ecuaciones (2.37) a (2.39), para determinar el vector óptimo de control. Estas ecuaciones se enuncian nuevamente a continuación

La señal de control requerida, ecuación (2.39), es

$$u(k) = -Kx(k)$$

La ecuación de Riccati, ecuación (2.37), es

$$P = Q_d + G^T P (I + H R_d^{-1} H^T)^{-1} G$$

de donde el vector óptimo de control, ecuación (2.38), es

$$K = R_d^{-1} H^T (G^T)^{-1} (P - Q_d)$$

El algoritmo de la función *lqrdpen*, discretiza el sistema, es decir, halla las matrices discretas  $G$ ,  $H$ ,  $Q_d$ ,  $R_d$  correspondientes a las matrices  $A$ ,  $B$ ,  $Q$ ,  $R$ , respectivamente y determinar la matriz solución de la ecuación de Riccati,  $P$ , la misma que permite evaluar el vector óptimo de control,  $K$ .

Para discretizar el sistema se emplea la técnica del ZOH, con un periodo de muestreo de 4 ms.

Puesto que la matriz  $P$  se encuentra en ambos lados de la ecuación de Riccati, se requiere implementar un método recursivo para determinar su valor. Es decir, se calcula un nuevo valor de  $P$  en función del valor anterior y se realizan las iteraciones necesarias hasta que estos valores sean iguales. Finalmente, el vector óptimo de estados se obtiene evaluando directamente la ecuación (2.38). El contenido de la función *lqrdpen* puede observarse en el anexo B.

Los vectores óptimos de control obtenidos para las posiciones tope y media de equilibrio, empleando la función *lqrdpen* son por consiguiente:

$$K_{tope} = [-10.7209 \quad -2.1142 \quad -10.1671 \quad -1.4225]$$

y

$$K_{media} = [4.8133 \quad 0.4950 \quad 7.3637 \quad 1.0053]$$

Las señales de control del PENDUBOT en las posiciones tope y media de equilibrio son por tanto

$$u_{tope}(k) = -K_{tope}x(k)$$

$$u_{media}(k) = -K_{media}x(k)$$

La implementación de estas señales de control requiere la formulación de algoritmos digitales, los mismos que han sido desarrollados en LabVIEW y se los describe en el siguiente capítulo.

# *CAPITULO III*

## *DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA*

### 3.1 DISEÑO DEL HARDWARE

Para su funcionamiento, el PENDUBOT requiere la acción conjunta de los diferentes componentes del sistema. La figura 3.1 muestra estos componentes y la forma en que interactúan para cumplir con el objetivo de control.

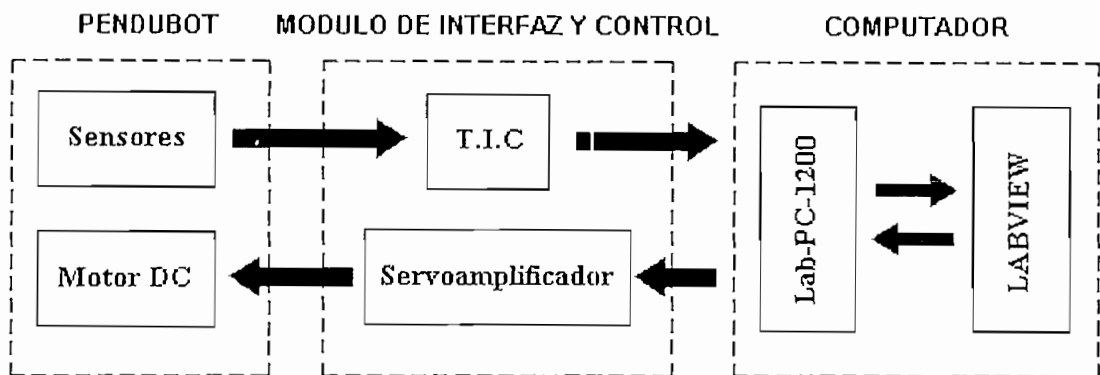


Figura 3. 1 Diagrama de bloques del sistema

Los componentes del sistema pueden definirse en forma general de la siguiente manera:

- *La planta*, es el sistema mecánico a controlar. Está constituida por el PENDUBOT cuya descripción fue analizada en la primera parte de este trabajo.
- *Tarjeta de interfaz de los codificadores ópticos (T.I.C.)*, constituye una tarjeta auxiliar empleada para el conteo de pulsos provenientes de los sensores de posición angular y el envío de esta información hacia la tarjeta Lab-PC-1200 para que sea procesada por el algoritmo de control implementado en LabVIEW.



- *Tarjeta de adquisición de datos Lab-PC-1200*, constituye la interfaz entre el computador y los componentes externos. Es la encargada de la recepción de la información correspondiente a la posición angular de los enlaces y el envío de la señal de control (voltaje) hacia el servoamplificador.
- *Servoamplificador*, es empleado para manejar el torque del actuador (motor DC).

### 3.1.1 DISEÑO MECANICO DE LA PLANTA

Puesto que el PENDUBOT ha sido construido en base al modelo desarrollado en “Coordinated Science Laboratory, University of Illinois at Urbana-Champaign”, la forma de los enlaces metálicos se ha conservado. Sin embargo, se ha realizado una reducción en sus dimensiones, con la finalidad de reducir el torque y por tanto la corriente requerida por el actuador. Al disminuir los niveles requeridos de corriente, se reduce también la posibilidad de falla de los dispositivos electrónicos de potencia, garantizándose de esta manera un funcionamiento confiable y seguro.

Los enlaces metálicos han sido construidos de aluminio. Su forma y dimensiones se muestran en las figuras 3.2 y 3.3.

El enlace 1 posee el alojamiento del eje del enlace 2. Este eje pasa a través de dos rodamientos de bola, empleados para atenuar movimientos no deseados del enlace 2 y obtener así una lectura correcta de la posición angular proporcionada por el codificador óptico acoplado al eje mencionado.

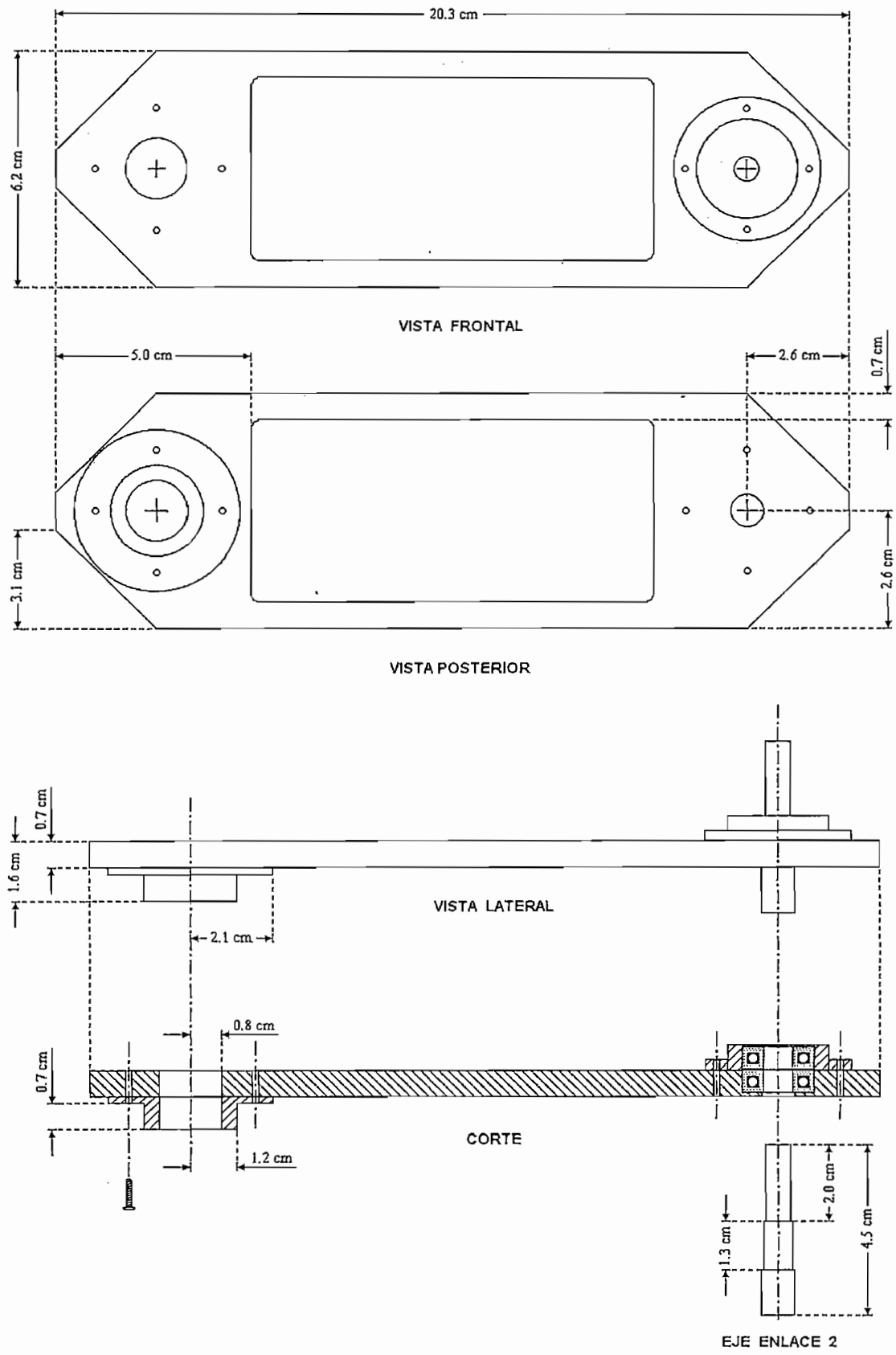


Figura 3. 2 Enlace 1

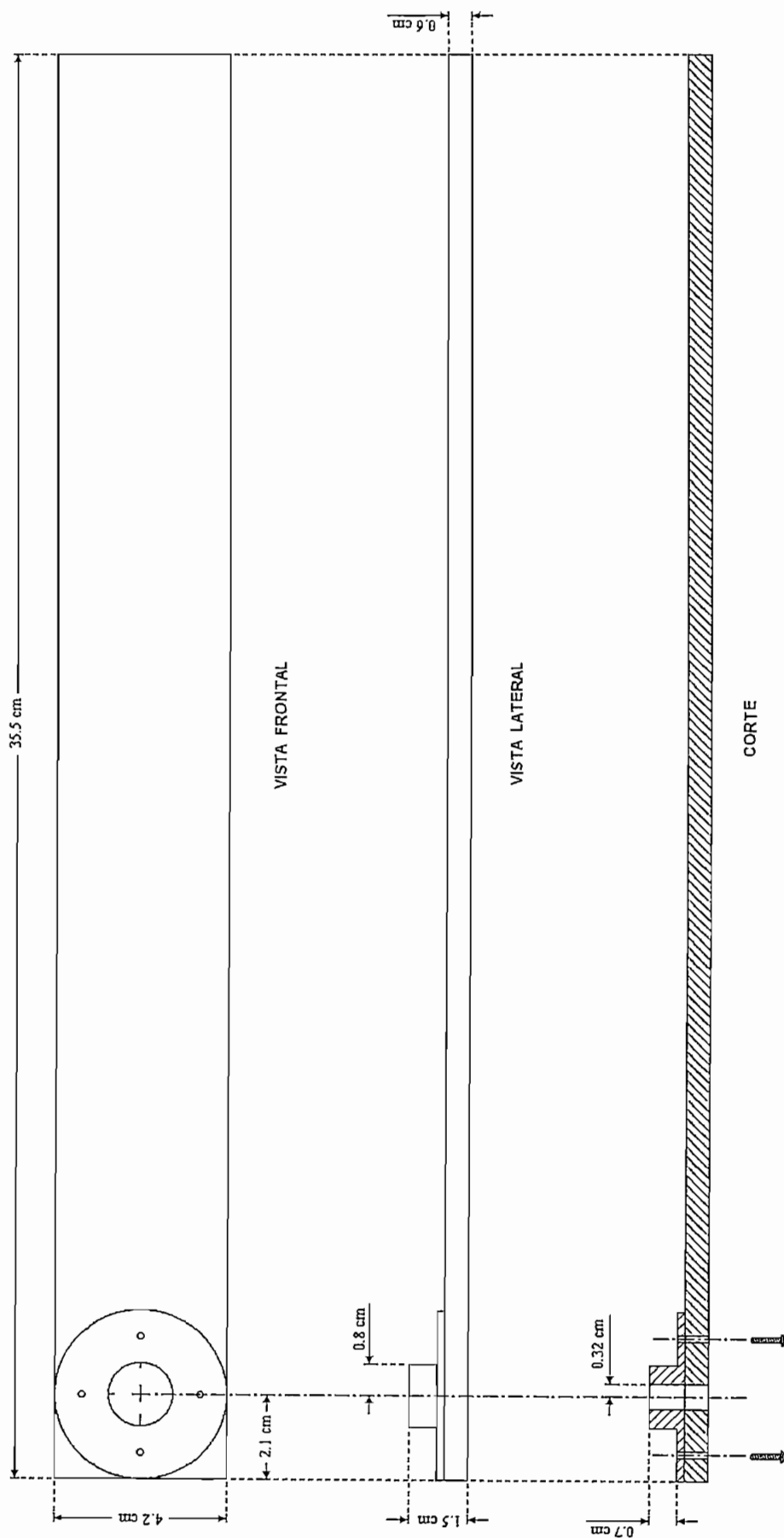


Figura 3.3 Enlace 2

El actuador empleado es un motor de corriente continua de 72V, ¼ HP cuya constante de torque es  $K_T = 0.468172 \text{ N.m/A}$ . El eje del motor ha sido prolongado en ambos sentidos, permitiendo de esta manera acoplar el enlace 1 en uno de los extremos y el codificador óptico en el otro. Para acoplar el codificador se ha empleado un sistema de poleas y banda dentada. Las poleas poseen el mismo diámetro, por lo que no se requiere aplicar ninguna relación de transformación de velocidad angular.

El aspecto final del PENDUBOT puede observarse en la figura 3.4.

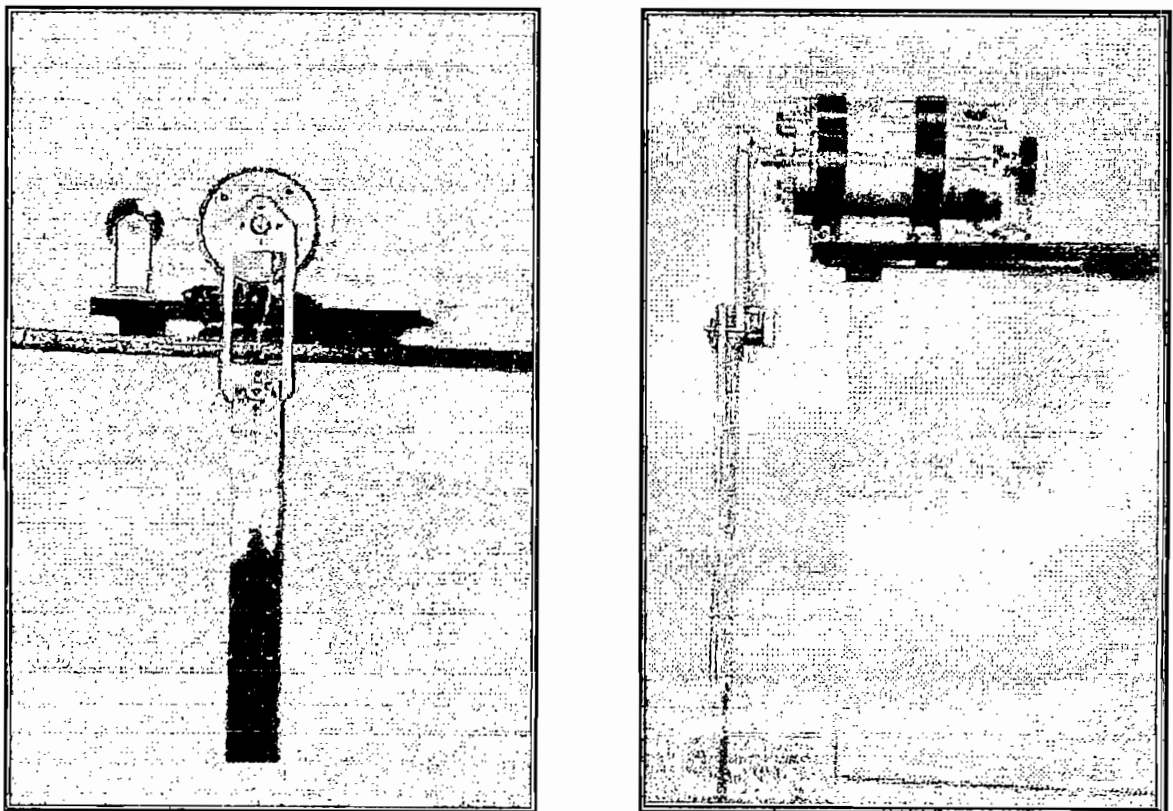


Figura 3. 4 Vista frontal y lateral del PENDUBOT

### 3.1.2 TARJETA DE ADQUISICION DE DATOS Lab-PC-1200

Como una interfaz entre el computador y los demás componentes del sistema, se ha utilizado la tarjeta de adquisición de datos Lab-PC-1200, comercializada por National Instruments para aplicaciones con LabVIEW y otros paquetes afines.

Entre las principales características de la tarjeta Lab-PC-1200, se pueden enunciar las siguientes:

- 8 canales de entrada análogos.
- 2 canales de salida análogos.
- 24 líneas de entrada/salida digital, TTL compatibles.
- 3 contadores/temporizadores de 16 bits.

Mayor información sobre las características y especificaciones técnicas de la tarjeta Lab-PC-1200, se encuentran en el anexo C de este trabajo.

La tarjeta está diseñada para proporcionar un alto rendimiento en adquisición y control de datos. Puede ser empleada en aplicaciones como por ejemplo pruebas de laboratorio, pruebas de producción, control y monitoreo de procesos industriales, etc.

Para el control del PENDUBOT se ha utilizado los siguientes recursos de la tarjeta:

- 2 pórtricos digitales.
- 1 línea de salida análoga.
- 1 temporizador.

La forma en que han sido utilizados estos recursos se detalla a continuación.

### **3.1.2.1 LINEAS DIGITALES**

Las líneas digitales de la tarjeta Lab-PC-1200 son manejadas a través del circuito integrado 82C55A, que es una interfaz para periféricos de propósito general. Contiene 24 pines de entrada/salida programables, divididos en tres pórtricos de 8 bits, denominados PA, PB y PC, este último, dependiendo del modo en el que se lo programe, tiene pines que pueden ser usados en ciertas funciones especiales como señales de estado y de sincronización en operaciones de entrada y salida de datos.

De los pórtricos disponibles, dos han sido utilizados: el pórtrico PA, programado como entrada para recibir datos de ocho bits proporcionados por la tarjeta de interfaz de los codificadores ópticos (T.I.C.) y el pórtrico B (programado como salida), del cual se emplean únicamente dos bits, que constituyen líneas de control para la T.I.C.

### **3.1.2.2 SALIDAS ANALOGICAS**

La tarjeta Lab-PC-1200 posee dos canales de salida análogos, que pueden ser configurados en forma unipolar (0 a 10V) o bipolar (-5 a 5V). El conversor D/A utilizado por la tarjeta, posee una resolución de 12 bits, siendo la máxima corriente de salida  $\pm 2$  mA.

El voltaje de salida calculado por el algoritmo de control desarrollado en LabVIEW, es enviado hacia el servoamplificador empleando uno de los canales de salida análogos de la tarjeta, la misma que ha sido configurada para trabajar en modo bipolar.

El incremento mínimo de voltaje de salida puede ser calculado considerando el rango de voltaje y la resolución del conversor, de la siguiente manera:

$$\Delta V = \frac{10V}{4096} = 2.4414 \text{ mV}$$

### 3.1.2.3 CONTADORES/TEMPORIZADORES

La tarjeta Lab-PC-1200 emplea dos circuitos integrados 82C53. Uno para temporización interna de la adquisición de datos y otro para aplicaciones de propósito general tales como generación de pulsos y ondas cuadradas, conteo de eventos, medición de anchos de pulso, medición de tiempo transcurrido, mediciones de frecuencia, etc. Cada circuito integrado dispone de tres contadores/temporizadores independientes de 16 bits, con sus respectivos pines de señales GATE, CLK y OUT. Los pines correspondientes a los tres contadores de propósito general se encuentran disponibles en el conector de la tarjeta Lab-PC-1200, excepto la señal de CLK de uno de ellos, pues posee una señal de reloj interna de 2 MHz, característica que se ha aprovechado para generar una base de tiempo confiable de 4ms, que será utilizada como periodo de muestreo del sistema. Para ello, el contador se ha programado en modo *rate generator*, el mismo que puede observarse en la figura 3.5.

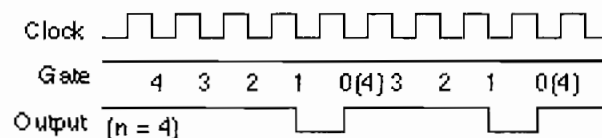


Figura 3.5 Contador en modo rate generator

Como puede observarse en la figura 3.5, el terminal de salida genera un pulso cada vez que la cuenta llega a cero, debiéndose para ello cargar una sola vez el valor deseado en el registro correspondiente.

Considerando que el reloj de este contador es de 2MHz, el periodo de una señal de reloj será de 0.5  $\mu$ s. El valor a ser cargado en el registro de cuenta puede ser calculado de la siguiente manera:

$$cuenta = \frac{4 * 10^{-3}}{0.5 * 10^{-6}} = 8000$$

La culminación de un periodo de muestreo puede determinarse empleando un lazo de repetición que detecte el valor cero.

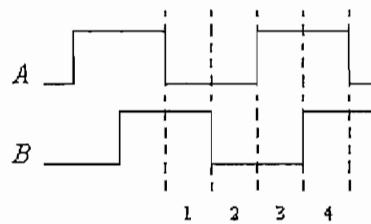
### 3.1.3 TARJETA DE INTERFAZ DE LOS CODIFICADORES OPTICOS (T.I.C.)

Con el objeto de realimentar la posición angular de los enlaces, se han empleado codificadores ópticos incrementales que, como se ha indicado, generan ondas cuadradas de salida cuya frecuencia depende de la velocidad con la que rota el enlace y de la resolución del codificador. Puesto que se han empleado codificadores de 1024 ctas/rev, la frecuencia de las señales de salida constituye un inconveniente para la tarjeta de adquisición de datos Lab-PC-1200, cuyo limitante es la frecuencia de adquisición de datos. Para solucionar este problema, se ha utilizado una tarjeta auxiliar que permite traducir la información proporcionada por los codificadores ópticos y enviarla hacia el PC por medio de la tarjeta de adquisición de datos en intervalos mayores de tiempo (periodo de muestreo = 4 ms).



La T.I.C., es por lo tanto, la encargada de contar el número de pulsos generados por cada codificador y proporcionar la información correspondiente al sentido de giro de los enlaces. La circuitería de la tarjeta, mostrada en la figura 3.7, esta basada en un microcontrolador INTEL 8031 y los componentes necesarios para su funcionamiento.

La manera en la que el microcontrolador realiza el conteo de pulsos puede explicarse analizando la figura 3.6.



**Figura 3. 6** Señales de salida de los codificadores ópticos

La figura muestra la forma de onda de las señales de salida de los codificadores empleados para sensar la posición angular de los enlaces. Independientemente del desfase entre las señales (determinado por el sentido de giro), se observa que un periodo de la señal se compone de cuatro estados diferentes, cada uno de los cuales debe ser registrado por el microcontrolador.

El análisis de los estados se lo realiza detectando los flancos positivos y negativos de la señal del canal *A*. Para ello, se emplea una compuerta lógica *or exclusiva* de dos entradas. Una de las entradas se conecta al canal *A* del codificador, y la otra se controla con uno de los pines del microcontrolador. De esta manera, tanto los flancos positivos como negativos producirán una interrupción, la rutina de atención a la interrupción verificará el estado del canal *B* y determinará en cual de los estados de la figura 3.6 se encuentra la secuencia.

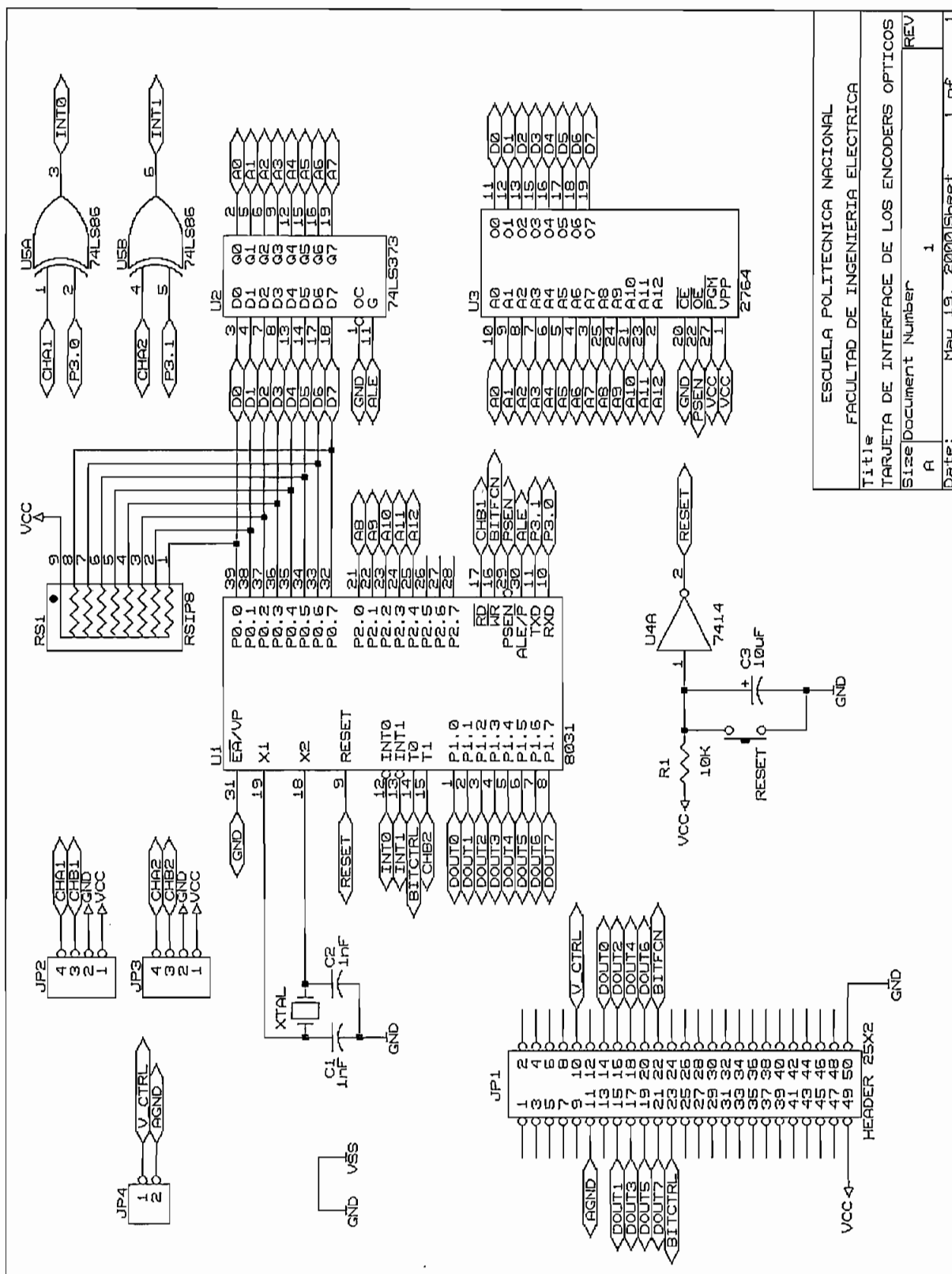


Figura 3. 7 Circuito de interfaz de los codificadores ópticos

ESCUOLA POLITECNICA NACIONAL	
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA	
Title	TARJETA DE INTERFACE DE LOS ENCODERS OPTICOS
Size	Document Number 1
REV	1
Date:	May 19, 2000 Sheet 1 of 1

Un pulso es tomado como válido (contado), cuando a partir de un estado, ocurren secuencialmente los otros estados y se retorna al estado inicial. El sentido de giro se determina por la secuencia de los estados, es decir, la secuencia positiva de estados corresponde a un sentido de giro y la secuencia negativa al sentido contrario. La asignación del sentido de giro a la secuencia positiva o negativa, depende del modelo de codificador utilizado.

Un registro de 8 bits es utilizado como contador de pulsos, cuyo valor se incrementa cuando el sentido de giro es positivo (sentido antihorario) ó se decrementa cuando gira en sentido contrario. Este registro permite representar el número de pulsos mediante un entero de 8 bits, cuyo rango estará entre 127 y -128. Para cada codificador óptico se emplea un registro diferente.

Tomando en cuenta que la resolución de los codificadores ópticos utilizados es de 1024 pulsos/revolución, la frecuencia de muestreo de 4 milisegundos y que el máximo número de pulsos contados durante este tiempo es de 127, la máxima velocidad que puede medirse empleando este sistema, es

$$\omega_{max} = \frac{127 \text{ pulsos}}{4 \text{ ms}} * \frac{1 \text{ rev}}{1024 \text{ pulsos}} * \frac{2\pi \text{ rad}}{1 \text{ rev}} * \frac{1000 \text{ ms}}{1 \text{ s}} = 194,82 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

El control del PENDUBOT en las posiciones tope y media de equilibrio no requiere velocidades de los enlaces mayores que  $\omega_{max}$ , por lo tanto, el máximo número de pulsos que pueden ser contados con la T.I.C. no constituye restricción alguna.

Para la comunicación entre la tarjeta Lab-PC-1200 y la tarjeta de interfaz de los codificadores ópticos se disponen de dos líneas de control comandadas por LabVIEW: *BITCTRL* y *BITFCN*.

La señal *BITCTRL* genera una transición de alto a bajo que produce la interrupción del *Timer 0* del microcontrolador. Este timer se ha programado como contador de eventos.

La rutina de atención a la interrupción del timer 0, lee la señal *BITFCN* y ejecuta una de las siguientes acciones:

*BITFCN* = 1            Inicio/Fin de la cuenta de pulsos

*BITFCN* = 0            Transmitir la cuenta de pulsos de cada codificador

Los datos son transmitidos a través del pórtilo1 del microcontrolador y recibidos a través del pórtilo A de la tarjeta Lab-PC-1200, para ser procesados por el algoritmo de control desarrollado en LabVIEW. El conteo y transmisión de datos se inicia nuevamente cada 4 ms, que es el período de muestreo elegido para el sistema.

El programa fuente para el microcontrolador INTEL 8031, se adjunta en el anexo B.

La construcción de la tarjeta se lo realizó empleando la técnica de “wire wrap” sobre una tarjeta universal. La distribución de elementos se muestra en la figura 3.8.

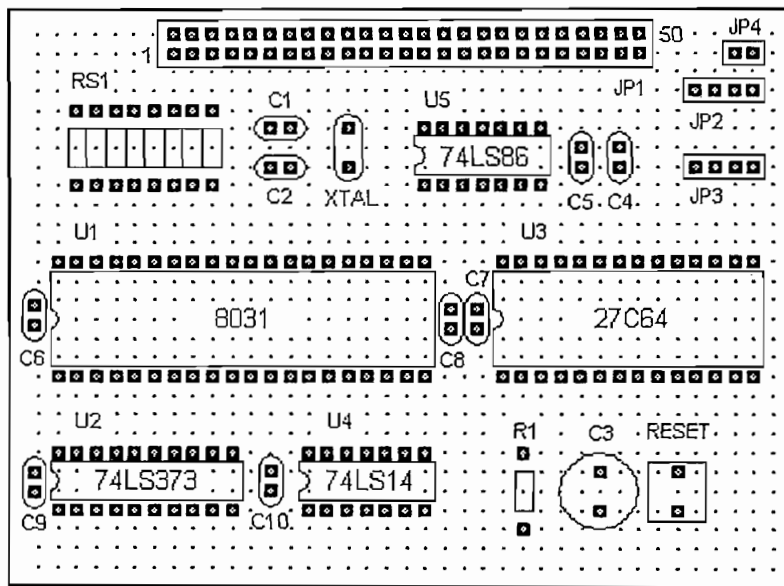


Figura 3. 8 Distribución de elementos de la T.I.C.

### 3.1.4 SERVOAMPLIFICADOR

Como se observó en las ecuaciones de control del PENDUBOT, la señal de control  $\mu$  del sistema corresponde al torque que debe ser producido por el actuador, el mismo que puede calcularse como

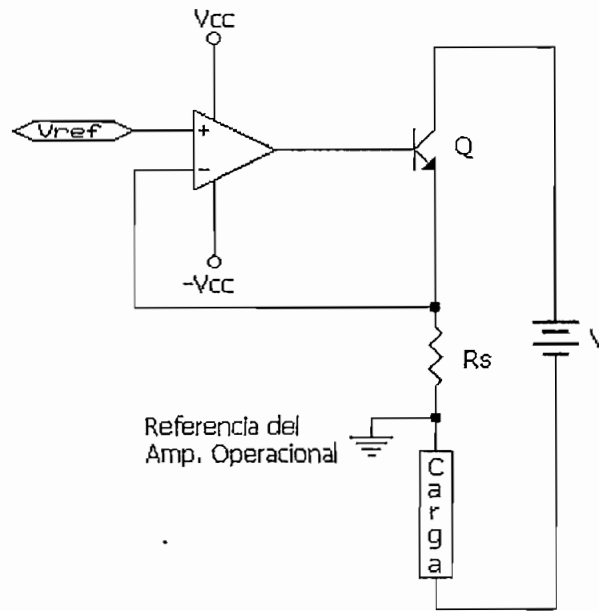
$$\tau = K_T \cdot I_a$$

donde

$K_T$ , es la constante de torque del motor.

$I_a$ , es la corriente de armadura.

Por lo tanto, para manejar el torque producido por el motor, se debe controlar la corriente suministrada al mismo. Para ello, se ha considerado el esquema básico de servoamplificador mostrado en la figura 3.9.



**Figura 3. 9** Circuito básico

Como se conoce, una de las propiedades de los amplificadores operacionales es que el voltaje en la entrada inversora es igual al voltaje en la entrada no inversora cuando existe realimentación negativa. Aplicando esta propiedad al circuito de la figura 3.9 y observando que la realimentación negativa se consigue a través de la juntura base-emisor del transistor  $Q$ , se determina que el voltaje sobre la resistencia  $R_s$  (empleada para sensar corriente) es igual al voltaje aplicado en la entrada no inversora del amplificador operacional,  $V_{ref}$ . Por lo tanto, el voltaje y por consiguiente la corriente sobre la resistencia  $R_s$  puede ser controlado variando  $V_{ref}$ . Puesto que la corriente en la base del transistor  $Q$  es despreciable (especialmente cuando  $Q$  es darlington), la corriente que circula por la carga es igual a la que circula por  $R_s$ , controlándose de esta manera la corriente sobre la carga.

Puesto que se requiere ajustar la ganancia del servoamplificador en un valor deseado e invertir el sentido de la corriente sobre la carga (motor DC), se ha realizado algunas modificaciones en el circuito básico mostrado en la figura 3.9, llegándose finalmente al esquema mostrado en la figura 3.10.

Cabe recalcar que la amplificación de corriente se lo realiza a partir de una señal de referencia (voltaje), calculada por el algoritmo de control en LabVIEW y enviada al servoamplificador a través de la tarjeta Lab-PC-1200 por intermedio de uno de sus conversores D/A.

El primer paso en el diseño del servoamplificador es determinar la máxima corriente requerida por el actuador de acuerdo al torque necesario para mantener al PENDUBOT en equilibrio. Para ello, se realizaron simulaciones del control en Matlab para las dos posiciones de equilibrio elegidas, utilizando un vector óptimo de ganancias  $K$  calculado analíticamente y condiciones iniciales para los estados del sistema de la siguiente manera:

$$x_1 = \theta_{1,0}, \quad x_2 = 0, \quad x_3 = \theta_{2,0}, \quad x_4 = 0$$

donde se considera que las velocidades angulares iniciales son nulas y que las posiciones angulares iniciales se encuentran dentro de un pequeño rango alrededor del punto de equilibrio para mantener la validez de la linealización del sistema.

El resultado de estas simulaciones muestra que el consumo de corriente por parte del actuador es mayor para la posición tope de equilibrio, y que un rango de variación adecuado para la corriente suministrada por el servoamplificador es de  $-6$  a  $6$  amperios, con el objeto de experimentar diferentes controles y valores del vector óptimo de ganancias  $K$  para el sistema.

Tomando en cuenta que la señal de control puede variar desde  $-5$  a  $5$  voltios y que el rango de corriente establecido es de  $-6$  a  $6$  amperios, se calcula la ganancia que debe tener el servoamplificador de la siguiente manera:

$$K_{amp} = \frac{6A}{5V} = 1.2 A/V$$

En el diseño del servoamplificador se distinguen cuatro etapas principales, donde las tres primeras se han implementado con amplificadores operacionales UA741 (U1, U2 y U3 respectivamente). A continuación se da una descripción de estas cuatro etapas.

- Etapa de entrada para el voltaje de control, conformada por un amplificador diferencial cuya ganancia es:

$$G_1 = \frac{R_3}{R_1} = \frac{R_4}{R_2} \quad \text{si se cumple que} \quad R_1 R_4 = R_2 R_3$$

los valores de las resistencias empleadas se han seleccionado de tal manera que  $G = 1$ .

El objetivo de esta etapa es presentar una elevada impedancia de entrada ( $Z_{in} = R_1 + R_2 = 6,6K\Omega$ ) a la señal de control para satisfacer la principal especificación técnica proporcionada por el fabricante sobre las salidas analógicas de la tarjeta Lab-PC-1200. De acuerdo a esta especificación, la máxima corriente de carga debe ser de  $\pm 2$  mA para mantener la linealidad del convertidor D/A. Esta etapa permite además que la señal de control no sea referenciada al circuito del servoamplificador con la finalidad de proteger a la tarjeta Lab-PC-1200 en caso de falla.



- La segunda etapa consiste de un amplificador no inversor, cuya ganancia está controlada por el potenciómetro  $P1$ , el mismo que debe ser ajustado de manera que la ganancia global del servoamplificador sea de 1.2 A/V. De esta forma se tendrá una corriente de 6 amperios circulando por la carga cuando el voltaje de control sea de 5 voltios, bajo estas condiciones el voltaje sobre la resistencia sensora de corriente  $R_s$  es de  $V_s = 0.33\Omega \times 6A = 2V$ .

Por las propiedades de los amplificadores operacionales, el voltaje  $V_s$  aparecerá en la entrada no inversora de U3 por medio de la salida de esta segunda etapa. Ya que el voltaje de salida de la primera etapa en estas condiciones es de 5V, es necesario implementar un divisor de tensión mediante R5 y R6 de tal forma que la ganancia de la segunda etapa sea mayor que la unidad, pues en este tipo de configuración la ganancia de voltaje con respecto a la tensión aplicada en la entrada no inversora es

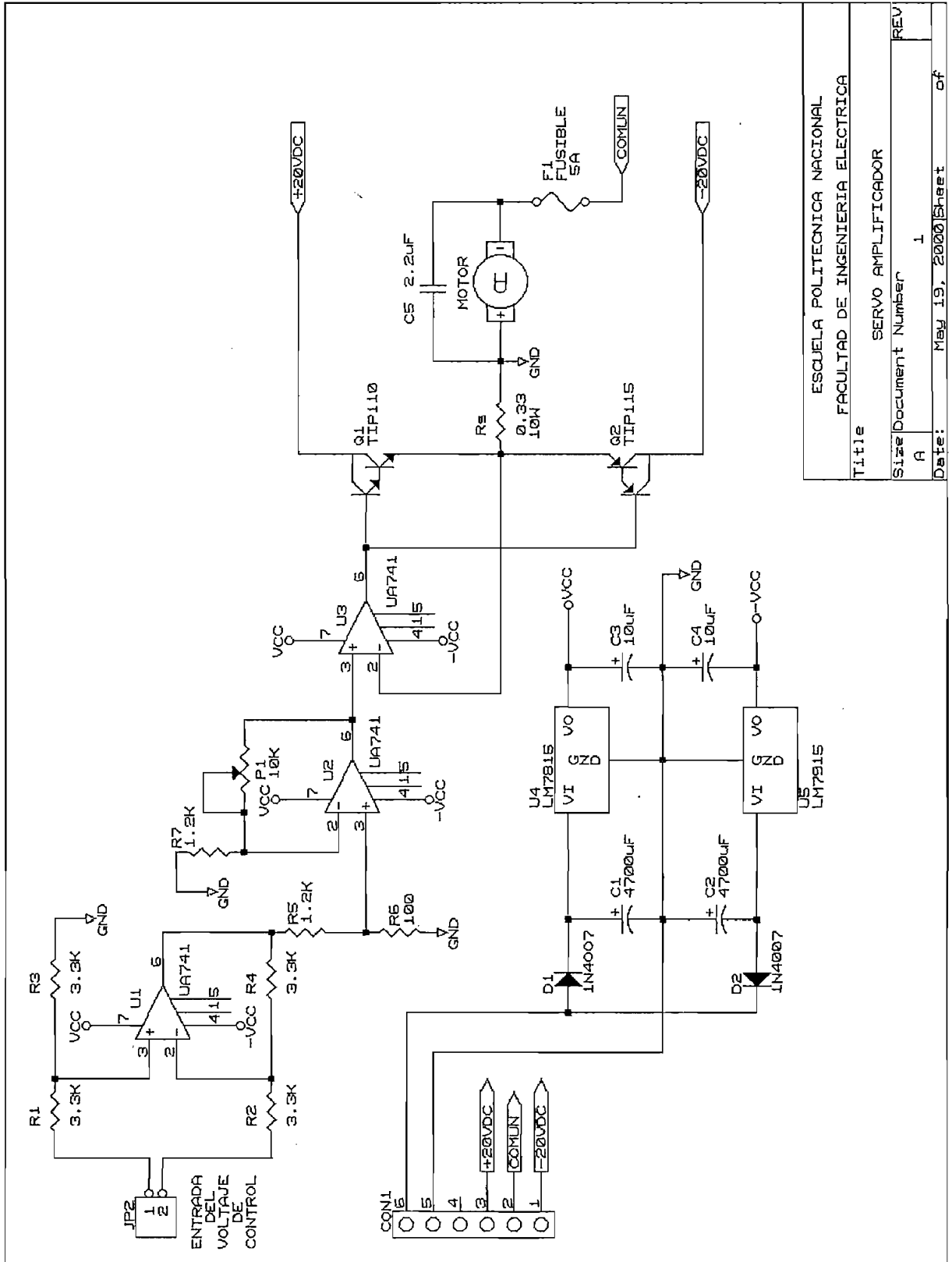
$$G_2 = 1 + \frac{P1}{R7}$$

- La tercera etapa está destinada al control de los transistores de potencia Q1 y Q2, tal como se expuso en el principio de operación del servoamplificador diseñado.
- La cuarta etapa realiza la amplificación de corriente y control del actuador a través de los transistores Q1 y Q2, dispuestos en configuración complementaria.

La tarjeta requiere una fuente de  $\pm 15V$  para alimentación de los amplificadores operacionales y una fuente para suministrar la corriente requerida por el actuador. El valor de esta fuente a sido determinado considerando las condiciones mínimas de funcionamiento adecuado del sistema y los riesgos que pueden producirse en caso de cortocircuito de alguno de los

transistores de potencia (el motor girará continuamente). De esta manera, el valor mínimo que puede asignarse a esta fuente es de  $\pm 20V$ . Como protección adicional en caso de cortocircuito se ha añadido un fusible de 5A en serie con el motor para limitar la corriente máxima requerida.

La fuente de  $\pm 15V$  para la alimentación de los amplificadores operacionales se la realiza con la ayuda de dos circuitos integrados reguladores lineales de voltaje, LM7815 y LM7915 (U4 y U5 respectivamente) cuya máxima corriente de salida es de 1 amperio. La fuente no regulada que actúa como entrada a estos reguladores se implementó mediante un doblador de voltaje con los diodos D1 y D2 y los capacitores C1 y C2, a partir de una de las salidas del transformador utilizado para la alimentación de la tarjeta diseñada. El voltaje en los terminales de esta salida es de 18 Vac, por lo que la fuente no regulada tendrá un voltaje de aproximadamente  $\pm 25 V$ .



ESCUELA POLITECNICA NACIONAL	
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA	
Title	SERVO AMPLIFICADOR
Size	Document Number 1
REV	A
Date:	May 19, 2000 Sheet 1 of 1

Figura 3. 10 Circuito del Servoamplificador

Tomando en cuenta el valor de la fuente que suministra corriente al actuador ( $\pm 20V$ ), puede determinarse el máximo voltaje entre colector y emisor que aparecerá sobre cualquiera de los dos transistores si se considera que uno de ellos está en saturación. De esta forma, este máximo voltaje aparecerá sobre el transistor que no conduce y será de 40V.

Este valor de voltaje, conjuntamente con el de la corriente máxima (6 A) constituyen los parámetros más importantes para elegir el transistor adecuado. En la implementación del servoamplificador se han utilizado los transistores darlington TIP110 y su par complementario TIP115 con sus respectivos disipadores térmicos. Las principales características de estos transistores se muestran en la tabla 1.

Parámetro	Valor	Condición
Máxima corriente de colector	8 A	
Máximo voltaje entre colector y emisor	60 V	
Ganancia de corriente en DC	1000	$V_{CE}=4V$ , $I_C=1A$
	500	$V_{CE}=4V$ , $I_C=2A$

**Tabla 1** Características de los transistores TIP110 y TIP115

La elevada ganancia de corriente de estos transistores permite manejarlos directamente por medio de un simple amplificador operacional (U3).

El circuito del servoamplificador ha sido implementado en una tarjeta universal mediante la técnica de “wire wrap” y soldadura de cables para los elementos de potencia, la distribución de elementos sobre esta tarjeta se muestra en la figura 3.11.

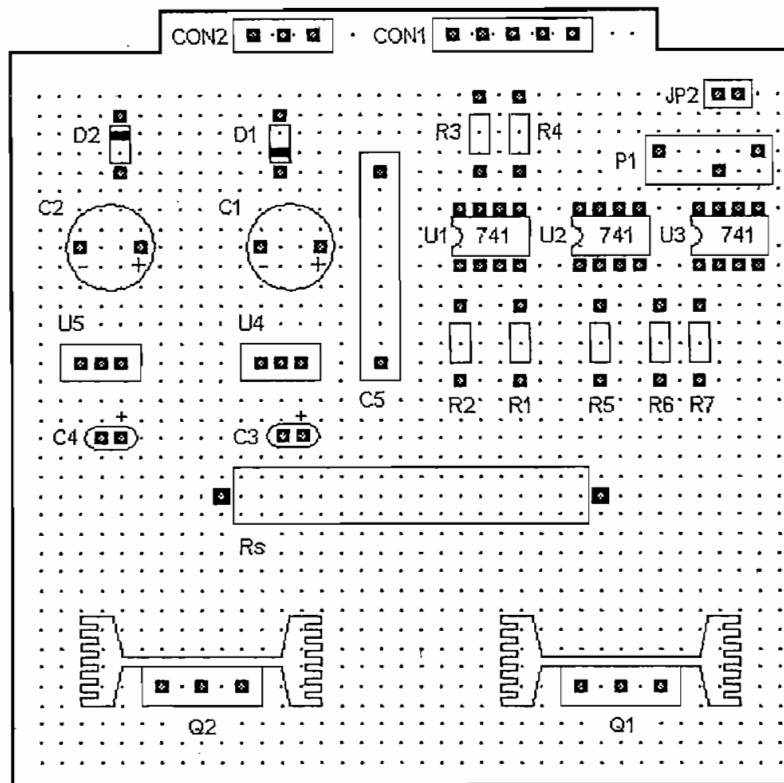


Figura 3. 11 Distribución de elementos de la tarjeta del servoamplificador

La fuente  $\pm 20V$  se consigue empleando un circuito rectificador cuyo esquema se muestra en la figura 3.12.

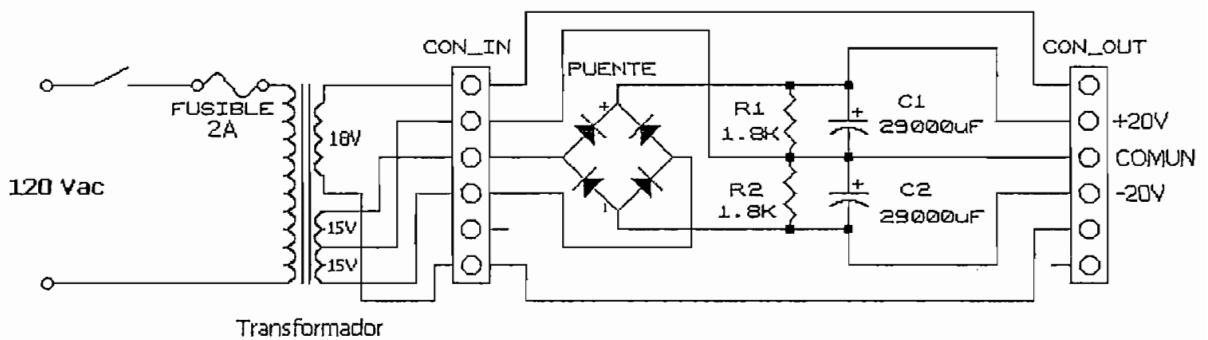
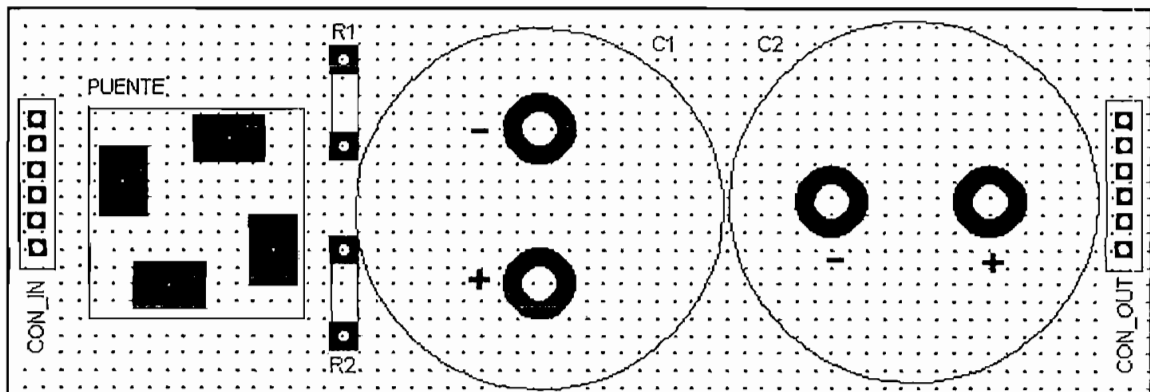


Figura 3. 12 Fuente de poder

El transformador de la figura 3.12 alimenta a los circuitos de la tarjeta del servoamplificador, tanto a la parte de potencia como también a los amplificadores operacionales. Por razones de disponibilidad se ha empleado un transformador de 750 VA, que satisface en gran medida los requerimientos de potencia del sistema.

Para reducir el rizado de voltaje en la fuente de  $\pm 20V$  y debido a la magnitud de la corriente que debe entregar, se han utilizado capacitores de  $29000 \mu F-25V$ . La rectificación de onda completa se realiza mediante un puente de diodos de 8 A.

Esta tarjeta ha sido construida en circuito impreso. La distribución de elementos se muestra en la figura 3.13.



**Figura 3.13** Distribución de elementos de la fuente de alimentación

Como mecanismos de protección del sistema, se ha intercalado un fusible de protección de 2A en el primario del transformador principal que alimenta las tarjetas conectados en el secundario.

La tarjeta de interfaz de los codificadores ópticos, la del servoamplificador, el transformador y la fuente de voltaje han sido montados dentro de una caja metálica acondicionada apropiadamente. El conjunto constituido por estos componentes, se ha denominado módulo de interfaz y control. En la parte posterior de la caja, se han distribuidos los siguientes elementos necesarios:

- Conector macho de 50 pines para conexión con la tarjeta Lab-PC-1200.
- Dos conectores machos de 4 pines para alimentación y señales de salida de los codificadores ópticos.
- Dos conectores hembra para alimentación del motor.
- Alojamiento para los fusibles requeridos.
- Interruptor de encendido.
- Cable de poder.

El panel posterior de la caja metálica se muestra en la figura 3.14.

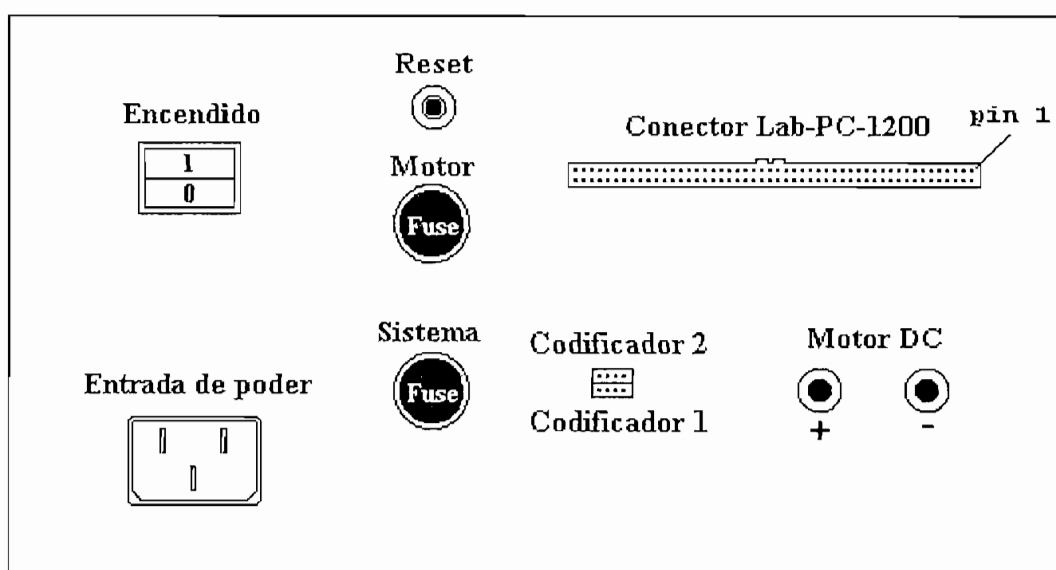


Figura 3. 14 Panel posterior

Todos los componentes descritos, constituyen el sistema de control del PENDINGBOT, el cual se muestra en su totalidad en la figura 3.15.

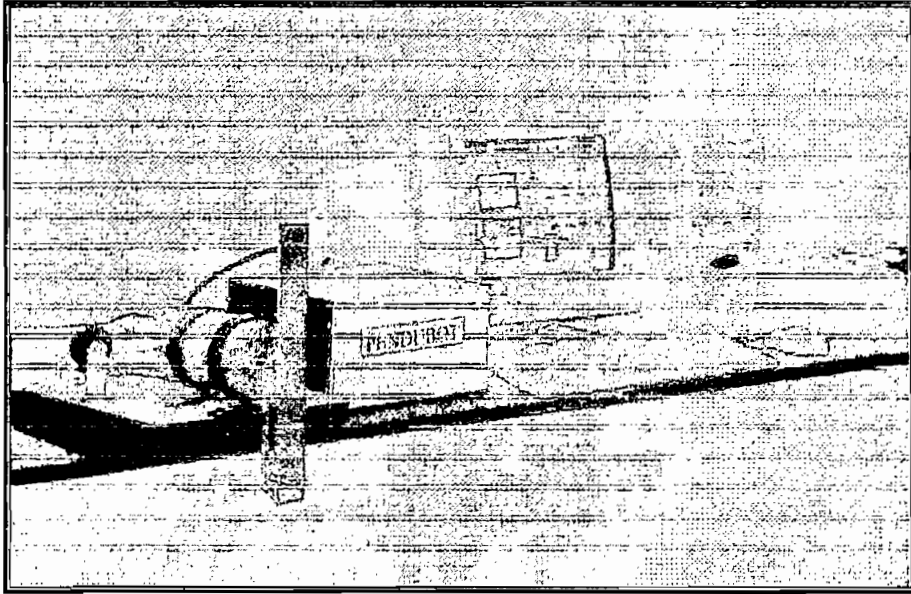


Figura 3.15 Sistema PENDINGBOT

### 3.2 IMPLEMENTACION DEL SOFTWARE

Los algoritmos de control para las posiciones tope y media de equilibrio se han implementado utilizando el paquete computacional LabVIEW, el cual permite realizar las siguientes actividades:

- Adquisición de datos empleando la tarjeta Lab-PC-1200.
- Procesamiento de las variables de entrada y cálculo de la señal de control.
- Manipulación de las variables de control.
- Presentación gráfica y numérica de resultados.
- Animación en tiempo real del PENDINGBOT.



La programación en LabVIEW es mucho más rápida y sencilla que aquella que se realiza con paquetes tradicionales, pues posee características que facilitan su utilización.

### 3.2.1 CARACTERISTICAS DE LabVIEW

LabVIEW es un ambiente de desarrollo mucho más moderno que C, Basic y otros lenguajes de propósito general. A diferencia de estas aplicaciones que usan líneas de texto para crear el código correspondiente, LabVIEW usa un lenguaje de programación gráfica llamado G, para crear programas en forma de diagramas de bloques.

Al igual que cualquier lenguaje de programación, LabVIEW posee librerías extensivas de funciones para cualquier tarea, añadiendo librerías correspondientes a adquisición de datos, control de instrumentos con interfaz serial y GPIB, análisis, presentación y almacenamiento de datos.

Los programas realizados en LabVIEW son llamados instrumentos virtuales (VIs) porque su apariencia y operación pueden imitar cualquier instrumento real. Sin embargo, los VIs son similares a las funciones de lenguajes de programación convencionales.

Un VI consiste de una interfaz de usuario interactiva, un diagrama de flujo de datos que sirve como un código fuente y conexiones de icono que permiten que el VI sea llamado desde otros VIs que están a un nivel más alto. Más específicamente, los VIs son estructurados como sigue:

- La interfaz de usuario interactiva de un VI es llamada panel frontal, porque simula el panel de un instrumento físico. Puede contener perillas, botones, gráficos y otros controles

e indicadores. Los datos pueden ser ingresados usando el ratón y el teclado, y los resultados pueden ser visualizados en la pantalla del computador.

- Las instrucciones de los VIs se reciben en el Diagrama, que es una solución pictórica a un problema de programación y constituye el código fuente del VI.
- Los VIs son jerárquicos y modulares. Estos pueden ser usados como programas de nivel alto, o como subprogramas dentro de otros programas, a los cuales se conoce como *subVIs*.

Estas y otras características de LabVIEW han sido aprovechadas para la elaboración de los algoritmos que permiten realizar el control del PENDUBOT en las posiciones de equilibrio deseadas.

### 3.2.2 ALGORITMOS DE CONTROL

Los algoritmos empleados para controlar el PENDUBOT en las posiciones tope y media de equilibrio, han sido desarrollados tomando en cuenta ciertas consideraciones especiales que permiten reducir el esfuerzo realizado por el actuador, estas consideraciones se enuncian a continuación:

- El sistema realizará el control del PENDUBOT en una posición dada, siempre y cuando la variación de la posición angular de los enlaces se encuentre dentro de un rango previamente establecido en el programa.
- A pesar de que el sistema está diseñado para trabajar con señales de control comprendidas entre  $-5V$  y  $+5V$ , en las posiciones analizadas estos niveles no van a ser alcanzados,

limitándose el rango de trabajo a valores entre  $-3V$  y  $+3V$ . Esta acción permite además evitar el efecto de acciones que puedan causar daños permanentes al sistema, como por ejemplo la aplicación de perturbaciones externas indebidas.

Cabe mencionar que el sistema puede ser perturbado, manteniendo los rangos establecidos para la variación de la posición angular de los enlaces.

Como se indicó, el PENDUBÓT es controlado empleando la técnica del Regulador Cuadrático Lineal, determinándose para ello vectores óptimos de control para cada posición. Los algoritmos implementados en LabVIEW permiten variar las ganancias de estos vectores a partir de valores iniciales calculados mediante el programa computacional Matlab, esto con el fin de realizar ajustes en el comportamiento final del sistema. Los diagramas de flujo para los algoritmos de control en las posiciones tope y media de equilibrio, se muestran en las figuras 3.16 y 3.17 respectivamente.

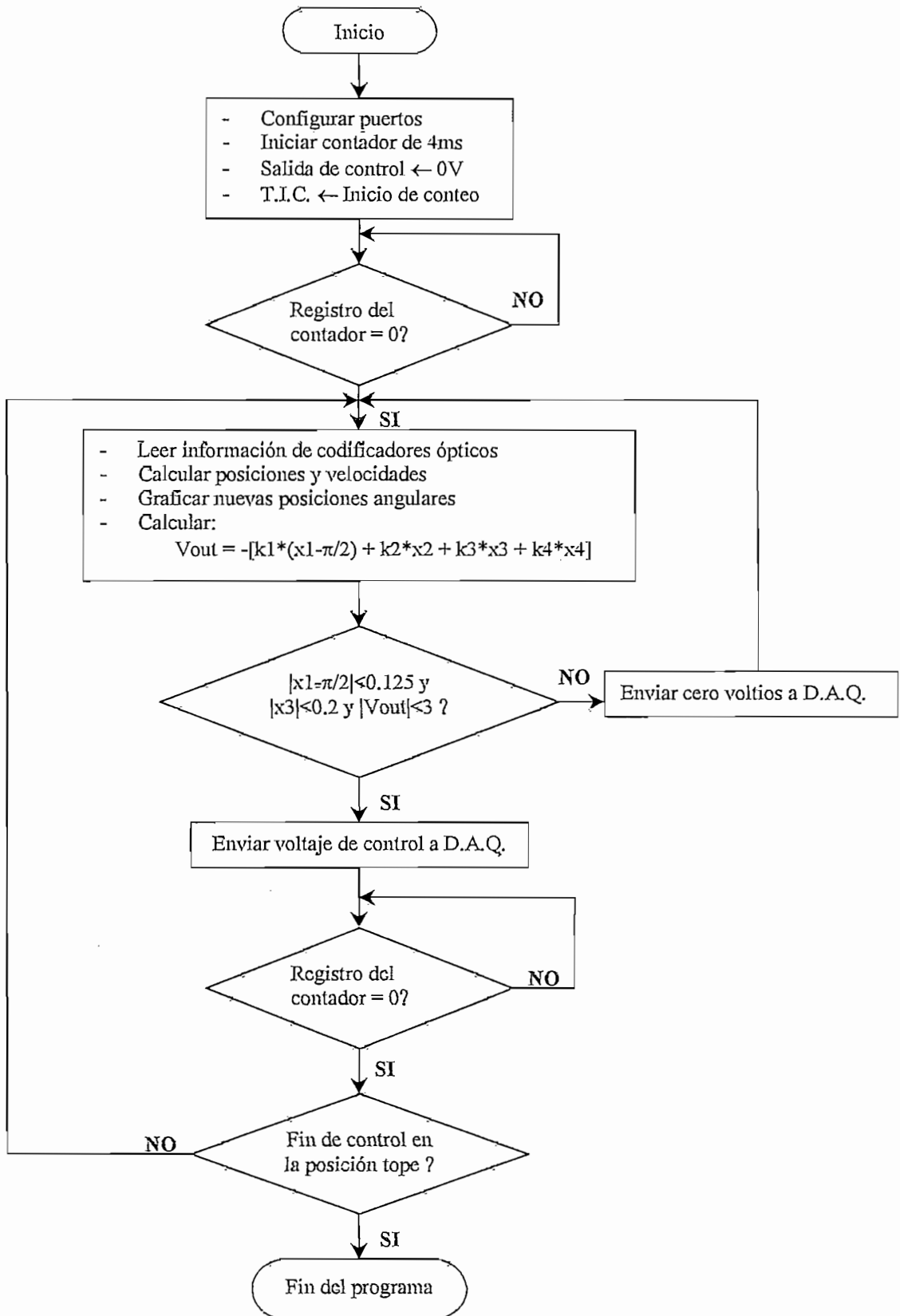


Figura 3. 16 Diagrama de flujo para la posición tope

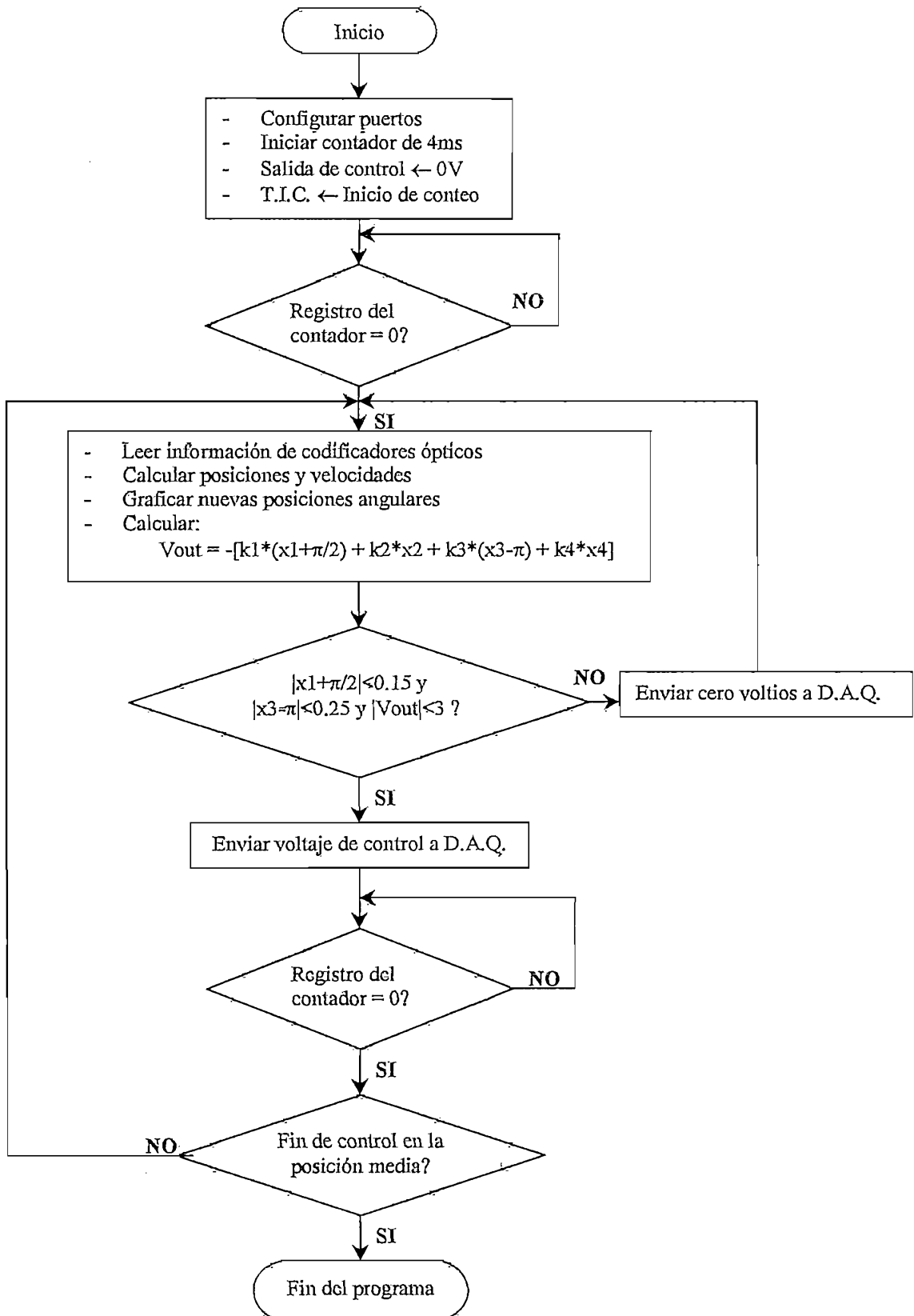


Figura 3. 17 Diagrama de flujo para la posición media

### 3.2.2.1 CONSIDERACIONES ESPECIALES

Una consideración importante que ha sido tomada en cuenta en la implementación de los algoritmos de control es la de estimación de las velocidades angulares, ya que en el sistema se tiene únicamente realimentación de posición mediante los codificadores ópticos.

Un método básico para la estimación de la velocidad está dado por la técnica de las diferencias finitas, cuya relación fundamental es la siguiente:

$$\dot{q} = (q_{actual} - q_{anterior}) / T$$

donde,  $\dot{q}$  es la velocidad angular,  $q$  la posición angular y  $T$  el periodo de muestreo.

Sin embargo, el uso de este método produce ruido numérico debido a la resolución finita (1024 pulsos/rev) de los codificadores ópticos. Para disminuir la magnitud de este ruido se ha empleado un filtro digital de segundo orden.

Inicialmente se parte de un diseño en el dominio continuo, para luego discretizar la función de transferencia resultante mediante el método bilineal o de Tustin. El filtro a ser utilizado está dado por la siguiente función de transferencia:

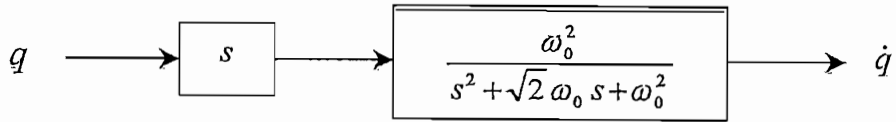
$$T(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0s + \omega_0^2}$$

donde

$\omega_0 = 2\pi f_0$  y  $f_0$  es la frecuencia de corte.

$\xi = \sqrt{2}/2$  para que el filtro tenga un comportamiento cercano al ideal.

El diagrama de bloques que permite estimar la velocidad a partir de la posición angular, utilizando el filtro presentado se presenta en la figura 3.18.



**Figura 3.18** Diagrama de bloques para estimación de la velocidad

La función de transferencia resultante para el diagrama de bloques mostrado en la figura 3.18 es

$$T(s) = \frac{\dot{Q}(s)}{Q(s)} = \frac{\omega_0^2 s}{s^2 + \sqrt{2} \omega_0 s + \omega_0^2} \quad (3.1)$$

Para discretizar esta función de transferencia es necesario determinar la frecuencia de corte y el periodo de muestreo.

El *periodo de muestreo* utilizado para el sistema es de 4 milisegundos, valor que se ha fijado tomando en cuenta el tiempo que requiere LabVIEW para desarrollar las actividades mencionadas en la primera parte de este capítulo.

La frecuencia de corte ha sido elegida en forma experimental mediante pruebas realizadas en el funcionamiento del sistema, observando los valores de frecuencia de corte para los cuales se presentan menor cantidad de oscilaciones indeseables o movimientos bruscos de la planta.

Tomando en cuenta que el periodo de muestreo es de 4 ms (frecuencia de muestreo de 250 Hz) y por el Teorema de Nyquist que establece que la frecuencia de muestreo debe ser mayor o igual al doble de la frecuencia de la señal a ser muestreada, se concluye que la

máxima frecuencia presente en las velocidades angulares estimadas será de 125 Hz. Concluyéndose de esta manera que la frecuencia de corte estará en el rango de 0 a 125 Hz.

A frecuencias de corte cercanas a 125 Hz, el sistema presenta demasiadas oscilaciones y movimientos bruscos, mientras que a frecuencias demasiado bajas se produce atenuación y desfase de la señal de velocidad calculada. Observando la respuesta a diferentes valores de frecuencia, se determinó que 20 Hz es un valor adecuado para la frecuencia de corte del filtro diseñado.

Reemplazando  $\omega_0 = 2\pi \times 20 = 125.6637$  en la ecuación (3.1) se tiene

$$T(s) = \frac{\dot{Q}(s)}{Q(s)} = \frac{15791.36 s}{s^2 + 177.72 s + 15791.36} \quad (3.2)$$

El método de discretización de Tustin consiste en hacer la siguiente aproximación:

$$s = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} \quad (3.3)$$

donde,  $T$  es el periodo de muestreo y  $z$  es la variable de la transformación discreta.

Reemplazando la ecuación (3.3) en (3.2) y realizando las simplificaciones correspondientes, se tiene

$$T(z) = \frac{\dot{Q}(z)}{Q(z)} = \frac{22.26337 (z^2 - 1)}{z^2 - 1.32079 z + 0.49889} \quad (3.4)$$

La ecuación (3.4) puede ser escrita como:

$$(z^2 - 1.32079 z + 0.49889) \dot{Q}(z) = 22.26337 (z^2 - 1) Q(z) \quad (3.5)$$



Dividiendo ambos lados de la ecuación (3.5) para  $z^2$  se obtiene:

$$(1 - 1.32079 z^{-1} + 0.49889 z^{-2})\dot{Q}(z) = 22.26337(1 - z^{-2})Q(z) \quad (3.6)$$

Expresando la ecuación anterior mediante una ecuación de diferencias, se obtiene

$$\dot{q}_k - 1.32079 \dot{q}_{k-1} + 0.49889 \dot{q}_{k-2} = 22.26337(q_k - q_{k-2}) \quad (3.7)$$

Finalmente, reordenando los términos de la ecuación (3.7), se obtiene la expresión discreta que permite calcular la velocidad angular de los enlaces, escrita en la siguiente forma:

$$\dot{q}_k = 22.26337(q_k - q_{k-2}) + 1.32079 \dot{q}_{k-1} - 0.49889 \dot{q}_{k-2} \quad (3.8)$$

La velocidad angular de cada enlace, determinada de esta forma, permite implementar los algoritmos de control del PENDUBOT y obtener los resultados deseados.

### 3.2.3 INTERFAZ CON EL USUARIO Y MANEJO DEL PROGRAMA

El programa implementado en LabVIEW para controlar el PENDUBOT en las posiciones tope y media de equilibrio, requiere el empleo de subrutinas (SubVIs) desarrollados para optimizar su funcionamiento. Un esquema general en el que se muestran los SubVIs utilizados y el orden jerárquico en que se ejecutan en el programa, puede observarse en la figura 3.19.

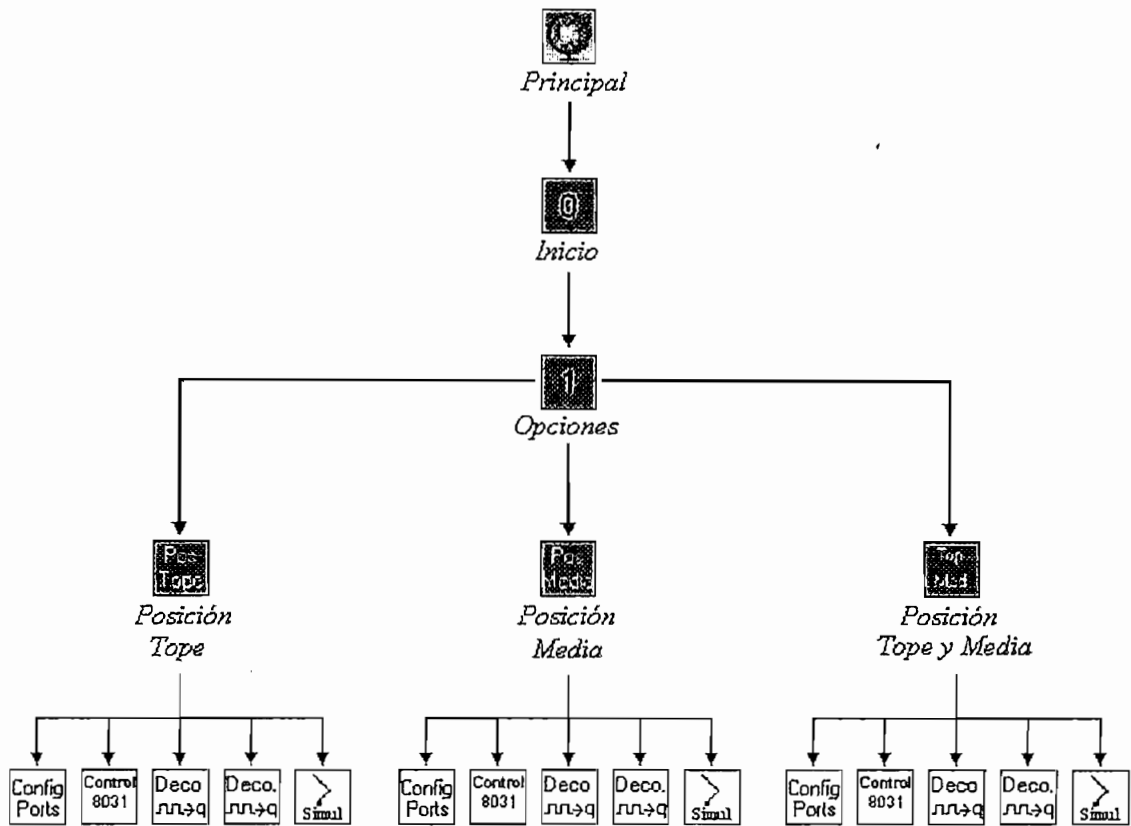


Figura 3. 19 Esquema de control en LabVIEW

Los SubVIs empleados en las opciones de control son:



### 3.2.4 EJECUCION DEL PROGRAMA

El programa se ejecuta en LabVIEW a partir del archivo Principal.vi, que permite abrir la pantalla principal o pantalla de presentación, mostrada en la figura 3.20.



Figura 3. 20 Pantalla de Presentación

A partir de esta pantalla, debe ejecutarse la opción “*run program*”, con lo cual se comienza con la secuencia de programación establecida, mostrándose las siguientes pantallas:

1) *Pantalla de inicio.*

Esta pantalla, mostrada en la figura 3.21, aparece automáticamente 3 segundos después de ejecutar el programa desde la pantalla principal. Posee la opción de continuar con el control ó de retorno a la pantalla anterior.

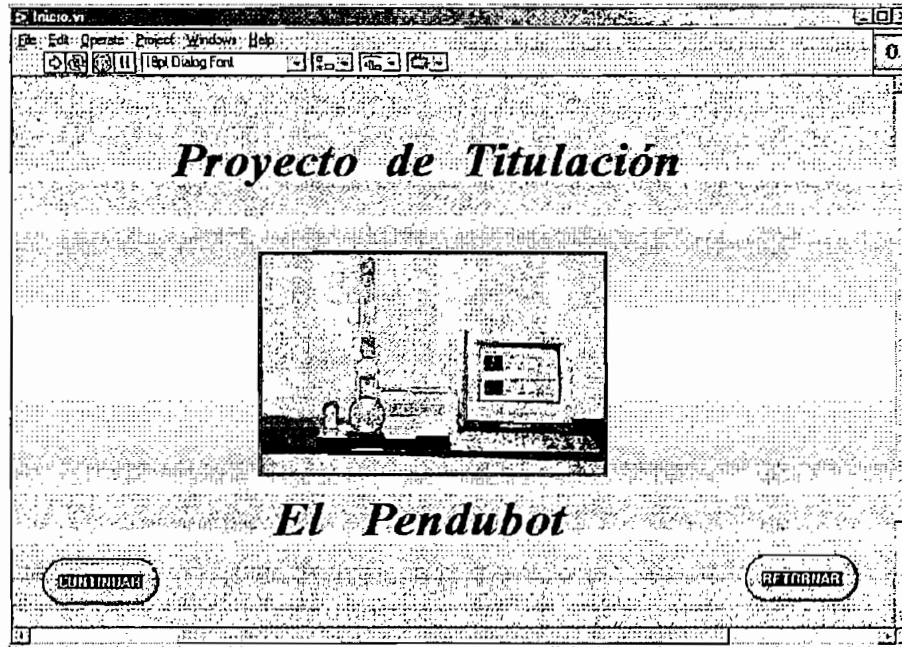


Figura 3.21 Pantalla de inicio

- 3) *Pantalla de selección.* Aparece un instante después de seleccionar CONTINUAR en la pantalla de inicio.

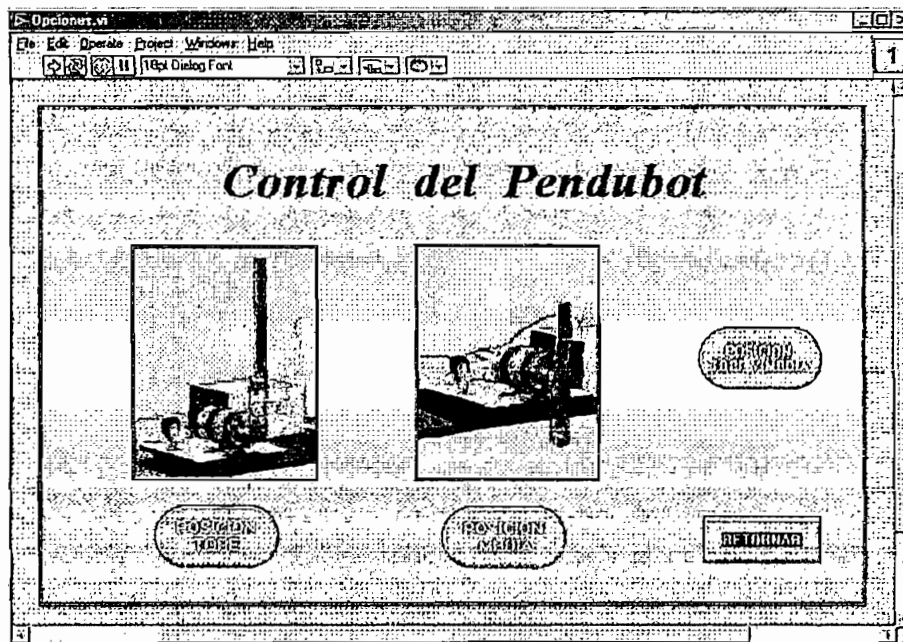


Figura 3.22 Pantalla de Selección

Esta pantalla permite seleccionar una de las siguientes opciones:

- Control en la posición tope de equilibrio.
- Control en la posición media de equilibrio.
- Control en las posiciones tope y media de equilibrio.
- Retorno a la pantalla anterior

#### 4) Pantallas de control.

Dependiendo de la opción escogida en la pantalla de selección, se ejecuta una de las siguientes pantallas de control:

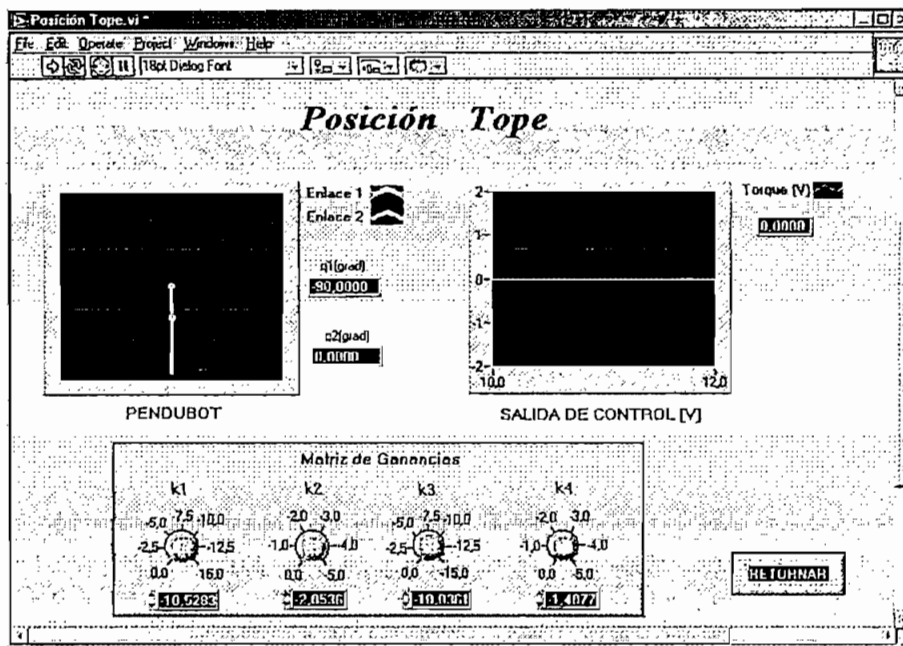


Figura 3. 23 Pantalla de control de la Posición Tope de equilibrio

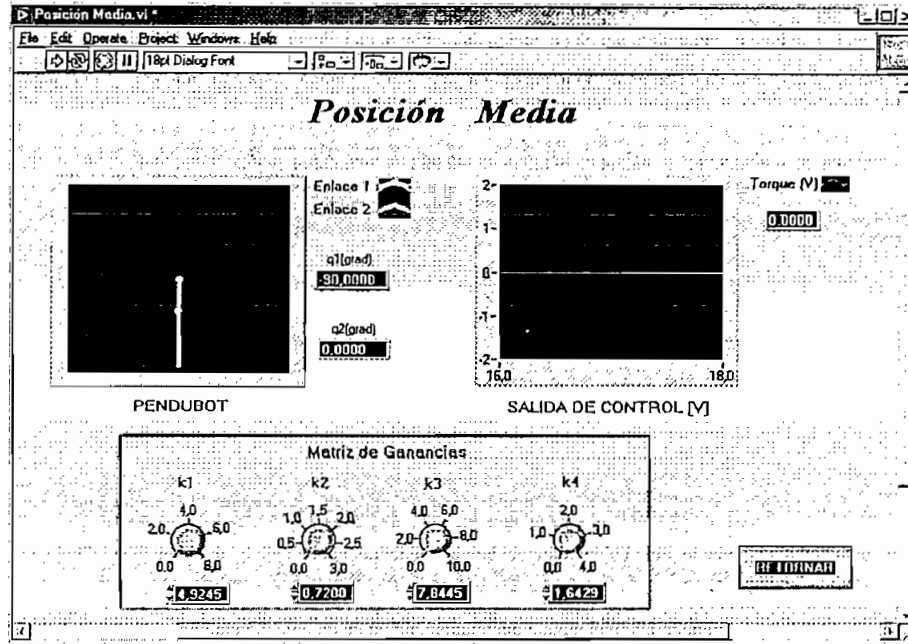


Figura 3. 24 Pantalla de control de la Posición Media

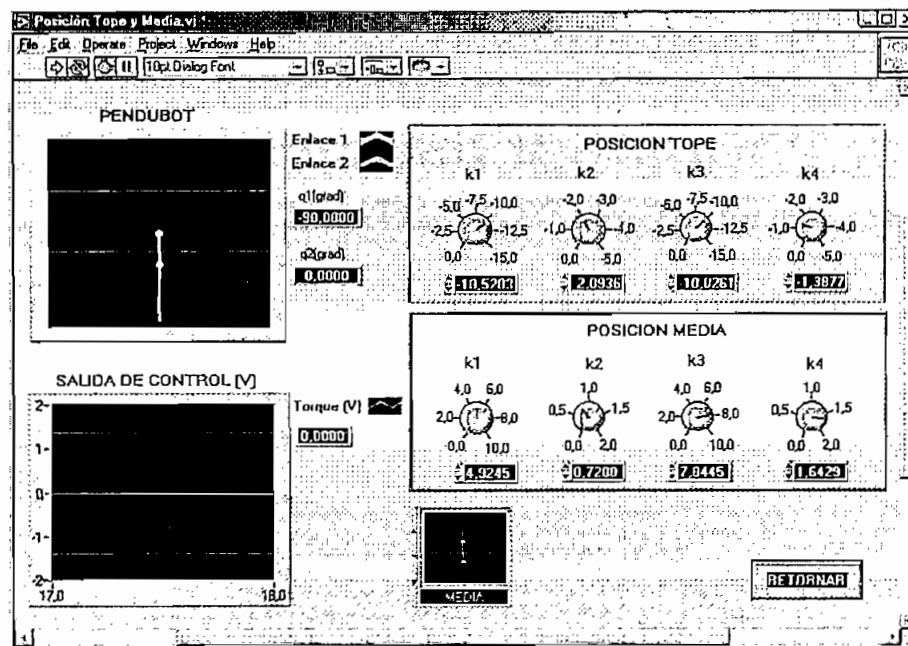


Figura 3. 25 Pantalla de control de las Posiciones Tope y Media

Las pantallas de control permiten realizar las siguientes acciones:

- Visualizar la posición de los enlaces a través de la animación en tiempo real del PENDUBOT.
- Visualizar gráficamente la señal de control requerida para mantener al PENDUBOT en equilibrio en las posiciones deseadas.
- Manipular las ganancias del vector óptimo de control  $K$ , para realizar ajustes (si fuese necesario) en el comportamiento del sistema.

Cabe mencionar que la pantalla de control en las posiciones tope y media de equilibrio, se ha implementado con la finalidad de realizar el control del PENDUBOT en cualquiera de las posiciones, sin tener que retornar a la pantalla de selección.

La parte correspondiente a la implementación del algoritmo de control para las posiciones deseadas se muestra en el anexo B.

# *CAPITULO IV*

*PRUEBAS Y RESULTADOS*



## 4.1 PRUEBAS EXPERIMENTALES

### 4.1.1 COMPROBACION DEL FUNCIONAMIENTO DE LAS TARJETAS Y DISPOSITIVOS ELECTRONICOS

El funcionamiento adecuado del sistema depende de cada una de sus partes constitutivas, siendo necesario realizar algunas pruebas que permitan verificar el correcto desempeño de cada una de ellas.

Se han realizado varias pruebas, orientadas a verificar los siguientes aspectos:

#### - *Funcionamiento de los codificadores ópticos*

Como se ha indicado, los codificadores ópticos empleados para sensar la posición angular de los enlaces proporcionan señales de salida cuadradas que se encuentran desfasadas  $90^\circ$  (en retardo o adelanto), dependiendo del sentido de giro de los enlaces. El funcionamiento de estos dispositivos se verifica fácilmente polarizándolos adecuadamente y observando las señales de salida de los canales A y B mediante el empleo de un osciloscopio.

#### - *Funcionamiento de la tarjeta de interfaz de los codificadores ópticos (T.I.C.)*

Puesto que la tarjeta de interfaz de los codificadores ópticos permite realizar el conteo de pulsos correspondientes a la posición angular de los enlaces y enviar esta información al computador para que sea procesado por el algoritmo de control, los datos proporcionados por

la misma y por lo tanto su funcionamiento se verifica empleando el programa desarrollado en LabVIEW pues, como se indicó, permite realizar la animación en tiempo real del PENDUBOT y visualizar la posición angular de los enlaces en indicadores numéricos implementados en el panel de control.

#### *- Funcionamiento de la tarjeta del servoamplificador*

El funcionamiento de la tarjeta del servoamplificador se comprobó empleado como carga una resistencia de valor conocido e ingresando señales arbitrarias de referencia a su entrada. Las características del servoamplificador diseñado fueron las adecuadas cuando el voltaje sobre la resistencia de carga no presentó distorsión con respecto a la señal de referencia de entrada y el valor de corriente sobre la misma fue 1.2 veces el valor del voltaje de referencia ( $K_{amp} = 1.2 \text{ A/V}$ ).

#### **4.1.2 COMPROBACION DEL FUNCIONAMIENTO DEL ALGORITMO DE CONTROL**

Una vez verificado el desempeño del hardware, se procede a la comprobación de los algoritmos de control. Para ello, se requirió trabajar sobre el sistema armado en su totalidad con la particularidad de que el actuador (motor DC) no fue conectado a la salida del servoamplificador con la finalidad de manipular manualmente los enlaces del PENDUBOT y observar los efectos sobre la señal de control.

Considerando diferentes rangos para la variación de posición angular de los enlaces alrededor de las posiciones de equilibrio deseadas, se procedió a ubicar aleatoriamente los enlaces dentro de los rangos establecidos y observar si la señal de control era la adecuada para retornar a los enlaces a la posición deseada. Para ello, el algoritmo desarrollado permite visualizar gráficamente la señal de control que será enviada al servoamplificador a través de la salida análoga de la tarjeta Lab-PC-1200. Esta señal fue medida físicamente mediante el empleo de un osciloscopio.

La verificación del algoritmo de control permitió además establecer los rangos de variación de la posición angular de los enlaces alrededor de los puntos de equilibrio, para los cuales la señal de control se mantiene dentro de los límites establecidos anteriormente (-3V a 3V), con la finalidad de minimizar el esfuerzo producido por el actuador.

## **4.2 RESULTADOS**

Una vez que se ha comprobado el funcionamiento de las partes y se ha observado el desempeño del algoritmo de control, resta por establecer el funcionamiento global del sistema al realizar el control del PENDUBOT en las posiciones tope y media de equilibrio.

### **4.2.1 CONTROL DEL PENDUBOT EN LA POSICION TOPE DE EQUILIBRIO**

Uno de los resultados finales del proceso desarrollado es el control del PENDUBOT en la posición tope de equilibrio, el mismo que puede observarse en la figura 4.1.

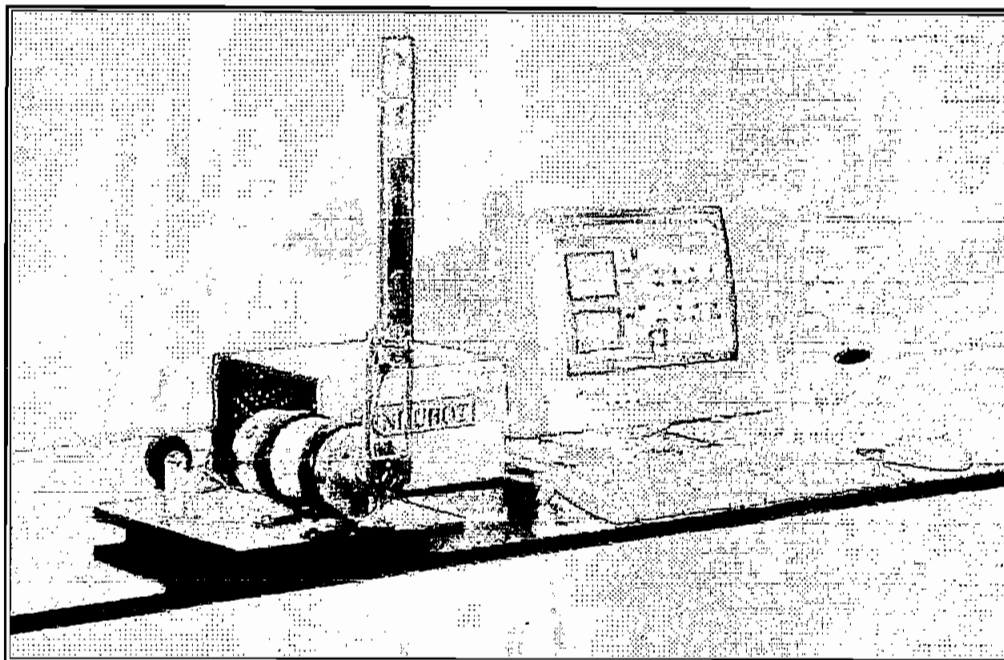


Figura 4.1 Control del PENDUBOT en la posición tope de equilibrio

Las ganancias del vector óptimo de control fueron reajustadas alrededor de los valores calculados teóricamente, con la finalidad de obtener un mejor funcionamiento del sistema. El vector óptimo de control empleado finalmente es

$$K_{tope} = [-10.5283 \quad -2.0936 \quad -10.0261 \quad -1.3877]$$

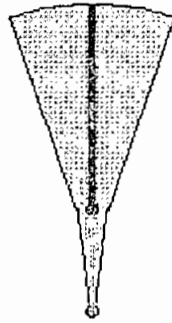
Como se indicó, los rangos de variación de posición angular de los enlaces han sido establecidos considerando que la señal de control debe estar comprendida entre  $-3V$  y  $+3V$  con la finalidad de reducir el esfuerzo realizado por el actuador. De esta manera, la variación de posición para el enlace 2, está dada por

$$-\frac{1}{5}rad < q_2 < \frac{1}{5}rad$$

El movimiento del enlace 2 es controlado por el movimiento del enlace 1 a través del algoritmo de control. Para ello, la variación del enlace 1, debe estar dado por:

$$-\frac{1}{9}rad < q_1 - \frac{\pi}{2} < \frac{1}{9}rad$$

Estos rangos definen un espacio dentro del cual el algoritmo calcula y envía la señal de control correspondiente, el mismo que se muestra en la figura 4.2.



**Figura 4. 2** Representación espacial de los rangos de movimiento

A pesar de que el algoritmo calcula la señal de control para cualquier posición de los enlaces dentro del espacio definido en la figura 4.2, el equilibrio en la posición tope está restringido a una zona menor a la indicada, debido a los límites de movimiento establecidos para el enlace 1.

Cabe mencionar que los rangos mencionados pueden variarse considerando que los límites máximo y mínimo de la señal de control son +5V y -5V, respectivamente y que la linealización del sistema es válida para pequeñas desviaciones alrededor del punto de equilibrio.

El funcionamiento del control puede observarse, analizando las curvas de posición y velocidad angular de los enlaces, en las cuales el movimiento del enlace 1 se representa por una línea roja y el del enlace 2 por una línea azul. Las figuras correspondientes se muestran a continuación.

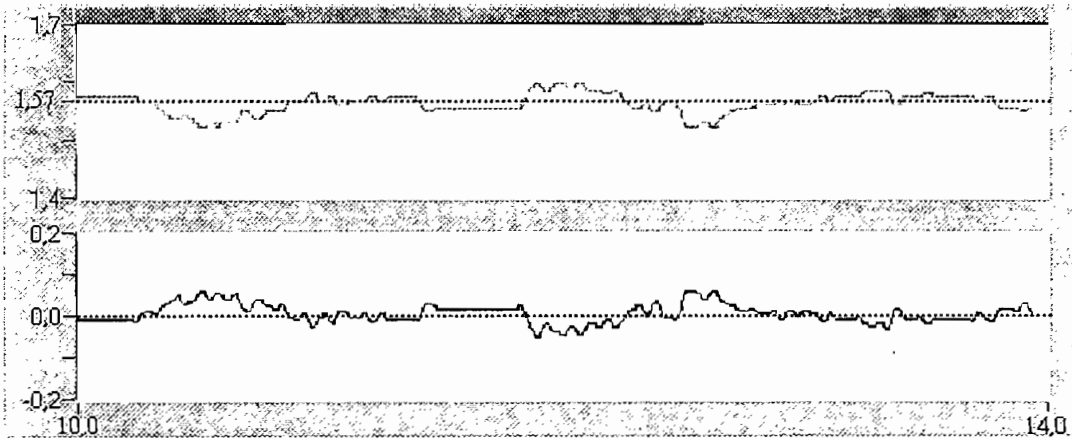


Figura 4.3 Posición angular

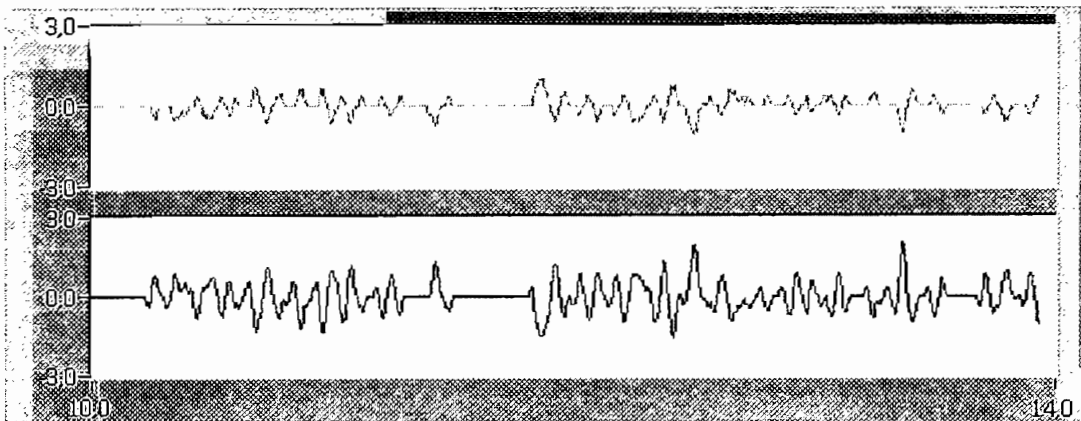


Figura 4.4 Velocidad angular

Como puede observarse, la variación de posición de ambos enlaces es de aproximadamente  $0.04 \text{ rad}$  ( $2.3^\circ$ ) alrededor del punto de equilibrio deseado. Como se esperaba, el objetivo del

algoritmo de control es llevar a los enlaces a la condición  $\theta_1 + \theta_2 = \frac{\pi}{2}$ , lo cual puede verificarse si se suman las señales de posición angular correspondientes.

Si se desea observar el efecto de perturbaciones en el sistema, deben considerarse las restricciones de movimiento y control, especificadas. Las figuras 4.5 y 4.6 muestran la respuesta del sistema debido a una perturbación.

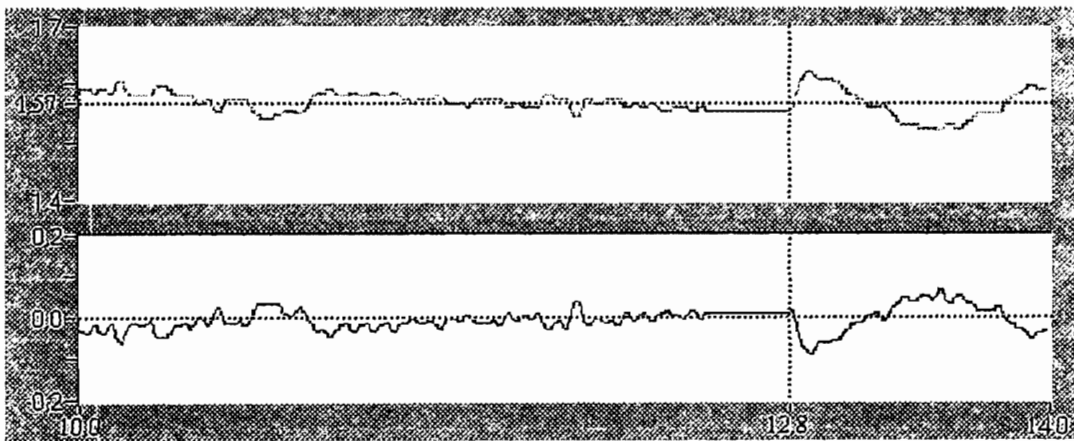


Figura 4.5 Posición angular

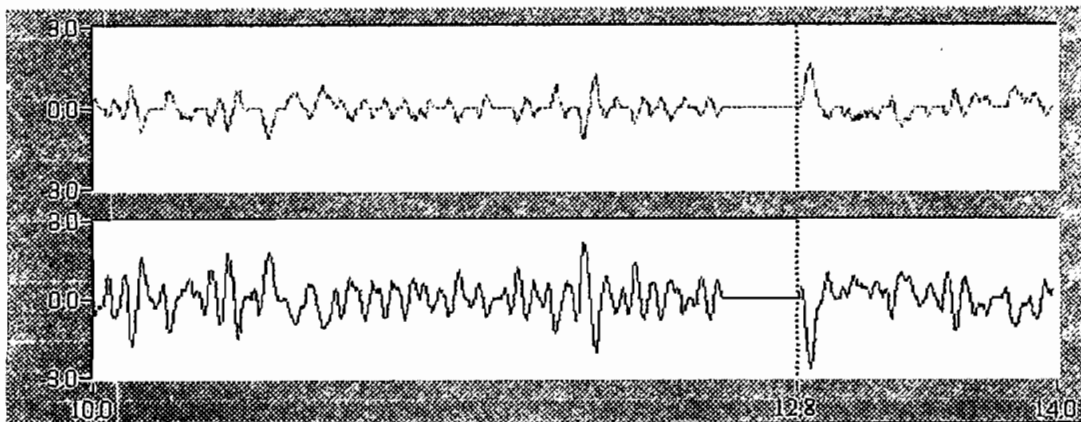
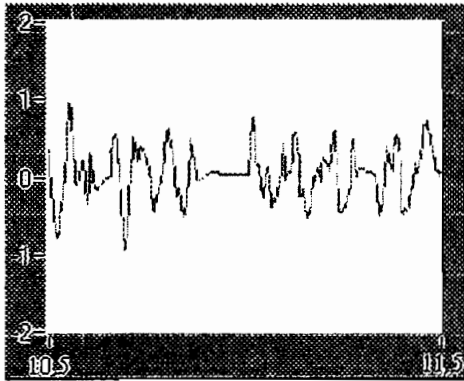
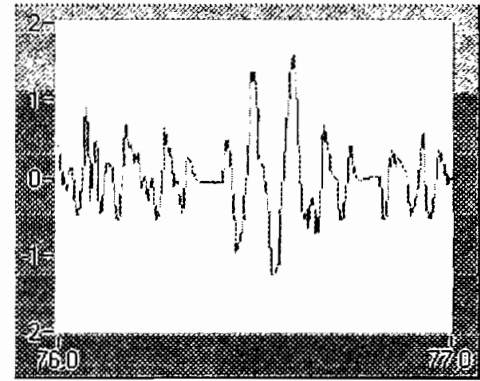


Figura 4.6 Velocidad angular

La forma en que varía la señal de control bajo condiciones normales de funcionamiento y de perturbación, se muestran en la figura 4.7.



(a) Funcionamiento normal



(b) Efecto de la perturbación

**Figura 4.7** Señal de Control

Como puede observarse, en ambos casos la señal de control se mantiene dentro de los límites establecidos para el funcionamiento.

#### 4.2.2 CONTROL DEL PENDUBOT EN LA POSICION MEDIA DE EQUILIBRIO

Todas las consideraciones realizadas para la posición tope han sido aplicadas de igual manera a la posición media. Las pruebas realizadas en esta posición de equilibrio, muestran que la magnitud de la señal de control requerida es menor que para el caso de la posición tope. Esta característica permite ampliar los rangos de movimiento de los enlaces, los mismos que se muestran a continuación.

$$-\frac{3}{20} \text{rad} < q_1 + \frac{\pi}{2} < \frac{3}{20} \text{rad} \quad \text{y} \quad -\frac{1}{4} \text{rad} < q_2 - \pi < \frac{1}{4} \text{rad}$$



El algoritmo calcula y envía la señal de control correspondiente, cuando los enlaces se encuentran dentro del espacio definido por la figura 4.8.

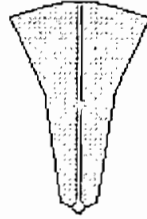


Figura 4. 8 Representación espacial de los rangos de movimiento

Al igual que para la posición tope, el equilibrio en la posición media está restringido a una zona menor a la indicada, debido a los límites de movimiento establecidos para el enlace 1.

El resultado final del control del PENDUBOT en la posición media de equilibrio, se observa en la figura 4.9.

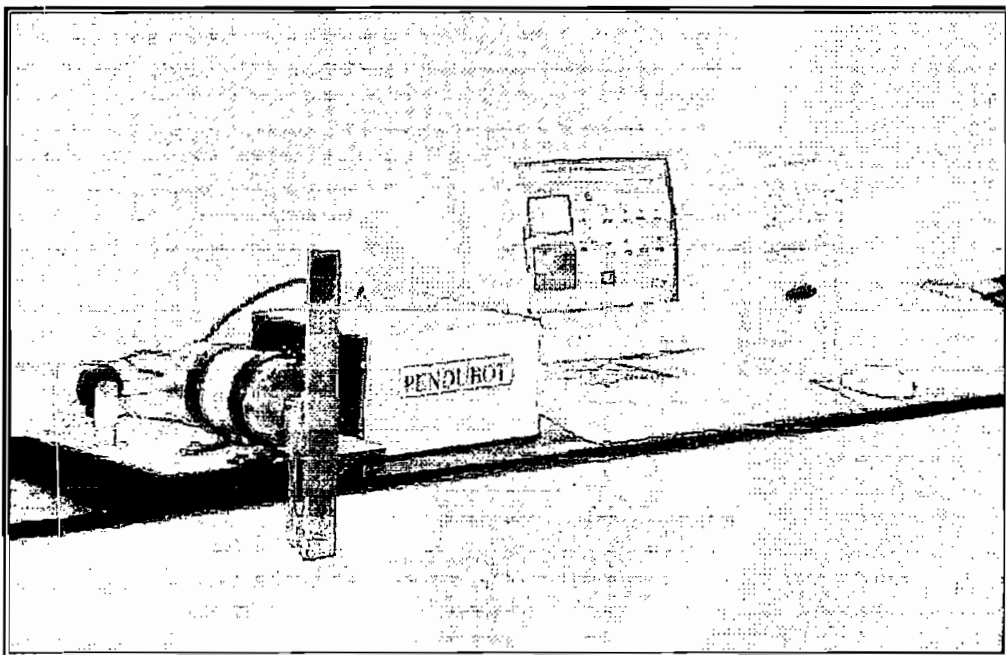


Figura 4. 9 Control del PENDUBOT en la posición media de equilibrio

Luego de realizar los ajustes necesarios, el vector óptimo de control empleado finalmente es

$$K_{media} = [4.9245 \quad 0.7200 \quad 7.8445 \quad 1.6429]$$

Las curvas de posición y velocidad angular de los enlaces que permiten observar el funcionamiento del control, se muestran en las figura 4.10 y 4.11.

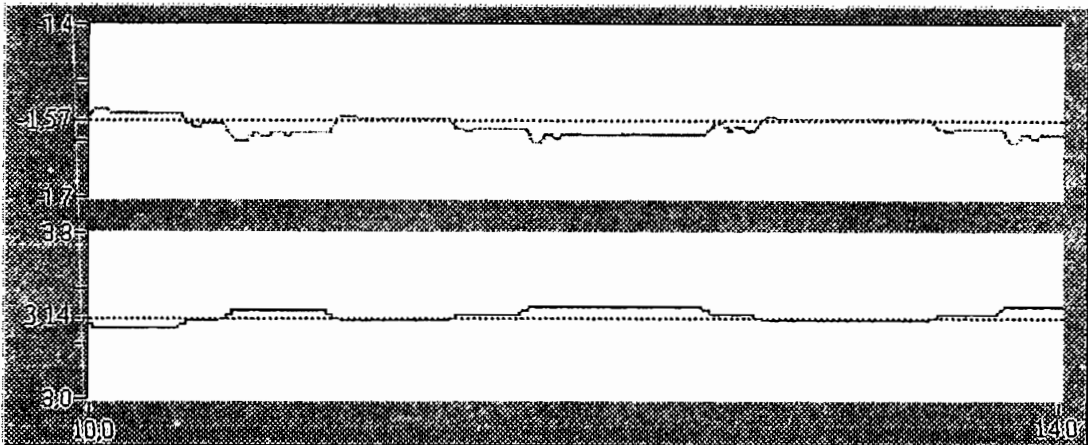


Figura 4.10 Posición angular de los enlaces

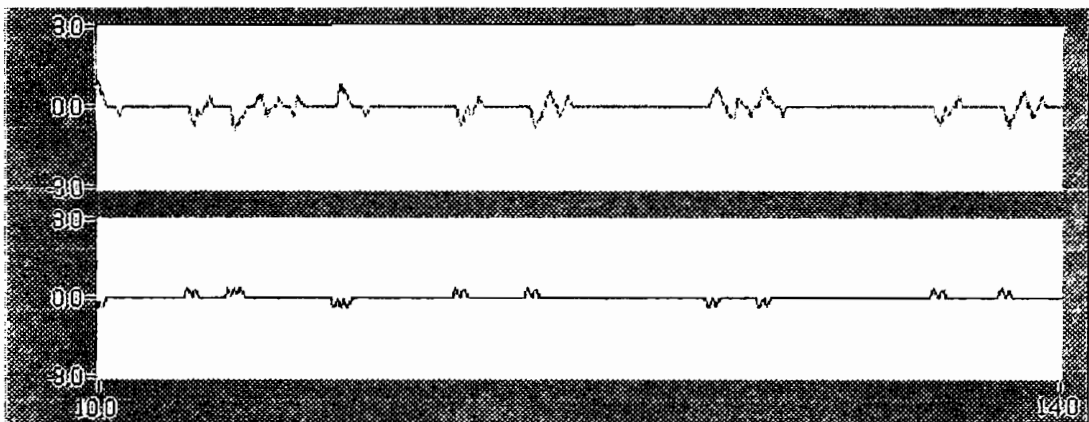


Figura 4.11 Velocidad angular de los enlaces

La variación de posición de los enlaces alrededor del punto de equilibrio es de  $0.025 \text{ rad}$  ( $1.4^\circ$ )

y además se observa que se cumple la condición  $\theta_1 + \theta_2 = \frac{\pi}{2}$

El efecto de las perturbaciones se muestra en las figuras 4.12 y 4.13.

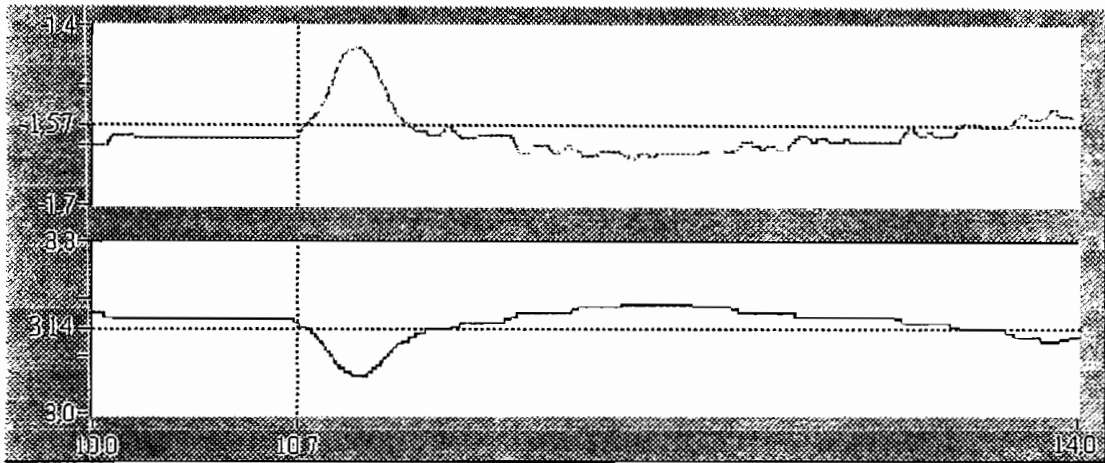


Figura 4. 12 Posición angular

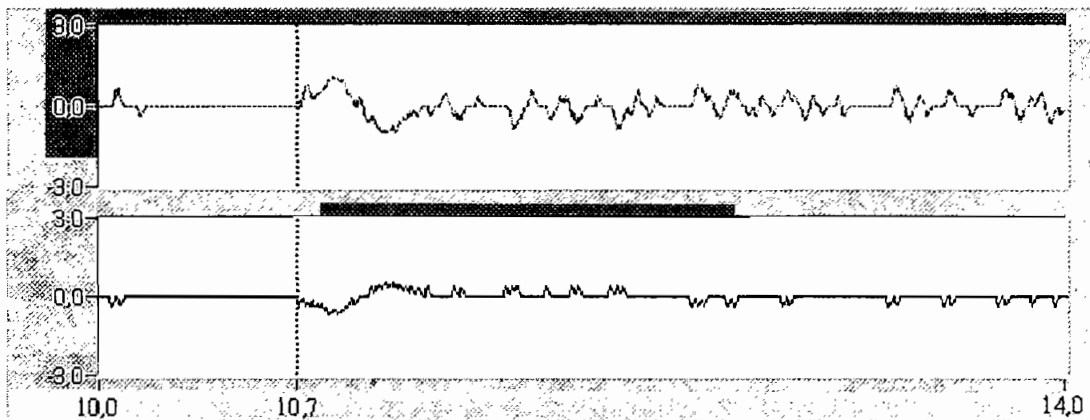


Figura 4. 13 Velocidad angular

Las señales de control requeridas para funcionamiento normal y bajo efecto de una perturbación, se muestran en la figura 4.14

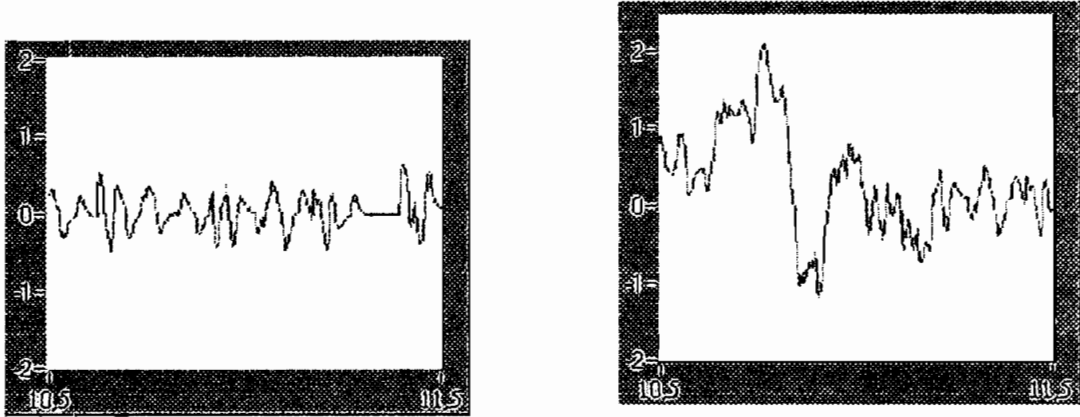


Figura 4. 14 Señal de control

Los resultados presentados, muestran un funcionamiento adecuado del sistema, en las posiciones tope y media de equilibrio.

#### 4.2.3 COSTOS DE IMPLEMENTACION

A excepción del computador personal y la tarjeta de adquisición de datos con el software respectivo, los demás componentes del sistema fueron diseñados y construidos manualmente.

Los componentes construidos son la planta y el módulo de interfaz y control, el mismo que está constituido por la tarjeta de interfaz de los codificadores ópticos, el servoamplificador y la fuente de alimentación.

A continuación se presenta un listado que contiene los diferentes elementos que constituyen cada uno de los componentes implementados y sus respectivos precios referenciales en dólares.

- *Tarjeta de interfaz de los codificadores ópticos (T.I.C.)*

Esta tarjeta, implementada utilizando la técnica de wire wrap, está constituida por los elementos mostrados en la Tabla 2.

Descripción	Elemento	Precio unitario	Precio total
Microcontrolador INTEL 8031	U1	2.95	2.95
Latch 74LS373	U2	0.39	0.39
Memoria EPROM 27C64	U3	3.25	3.25
Inversor Schmitt trigger 74LS14	U4	0.25	0.25
Compuerta or – exclusiva 74LS86	U5	0.29	0.29
Oscilador de cristal de 9.8304 MHz	XTAL	0.79	0.79
Resistencia 1/4W 10K $\Omega$ (8)	RS1	0.02	0.16
Resistencia 1/4W 100K $\Omega$	R1	0.02	0.02
Pulsante	RESET	0.25	0.25
Capacitor cerámico 1nF, 50V	C1, C2	0.05	0.1
Capacitor electrolítico 10 $\mu$ F, 50V	C3	0.12	0.12
Capacitor de tantalio 47 $\mu$ F, 16V	C4	0.45	0.45
Capacitor cerámico 0.1pF, 50V	C5,C6,...,C10	0.05	0.30
Espadines 50 pines (2 filas)	JP1	0.39	0.39
Espadines 4 pines (1 fila)	JP2, JP3	0.10	0.20
Espadines 2 pines (1 fila)	JP4	0.10	0.10
Zócalo 14 pines (2)		0.99	1.98
Zócalo 20 pines		1.35	1.35
Zócalo 28 pines		1.75	1.75
Zócalo 40 pines		2.25	2.25
Tarjeta universal		3.95	3.95
Varios: postes, tornillos, cables, etc.		3.5	3.5
			<b>24.79</b>

Tabla 2 Lista de componentes y precios de la T.I.C.

- *Tarjeta del servoamplificador*

Los elementos que conforman la tarjeta del servoamplificador, implementada utilizando la técnica de wire wrap, se muestran en la tabla 3.

Descripción	Elemento	Precio unitario	Precio total
Transistor NPN TIP110	Q1	0.4	0.4
Transistor PNP TIP115	Q2	0.45	0.45
Amplificador Operacional UA741	U1, U2, U3	0.25	0.75
Regulador LM7815	U4	0.29	0.29
Regulador LM7915	U5	0.35	0.35
Potenciómetro de precisión 10K $\Omega$	P1	1.15	1.15
Resistencia 1/4W 3.3K $\Omega$	R1,R2,R3,R4	0.02	0.08
Resistencia 1/4W 1.2K $\Omega$	R5, R7	0.02	0.04
Resistencia 1/4W 100 $\Omega$	R6	0.02	0.02
Resistencia 10W 0.33 $\Omega$	Rs	0.6	0.6
Capacitor electrolítico 4700 $\mu$ F, 25V	C1, C2	0.79	1.58
Capacitor de tantalio 10 $\mu$ F, 50V	C3, C4	0.45	0.90
Capacitor cerámico 2.2 $\mu$ F, 50V	C5	0.75	0.75
Diodo rectificador 1N4007	D1, D2	0.04	0.08
Espadines 2 pines (1fila)	JP2	0.10	0.10
Espadines de seguridad (6 pines)	CON1	0.32	0.32
Espadines de seguridad (3 pines)	CON2	0.12	0.12
Disipador de aluminio (2)		0.79	1.58
Zócalo 8 pines (3)		0.69	2.07
Tarjeta universal		3.95	3.95
Varios: postes, tornillos, cables, etc.		4.0	4.0
			<b>19.58</b>

**Tabla 3** Lista de componentes y precios de la tarjeta del servoamplificador

- *Fuente de alimentación*

La fuente de alimentación del motor, elaborada en circuito impreso, está constituida por los elementos mostrados en la tabla 4, en la cual se ha incluido también el costo del transformador utilizado:

Descripción	Elemento	Precio unitario	Precio total
Transformador 750 VA		120.0	120.0
Capacitor electrolítico 29000 $\mu$ F, 25V	C1, C2	3.6	7.2
Resistencia 1/4W 1.8K $\Omega$	R1, R2	0.02	0.04
Puente rectificador 8 A	PUENTE	1.49	1.49
Espadines de seguridad (6 pines)	CON_IN, CON-OUT	0.32	0.64
Tarjeta impresa		3.6	3.6
Varios: postes, tornillos, cables, etc.		4.0	4.0
			<b>136.97</b>

Tabla 4 Lista de componentes y precios de la fuente de alimentación

- *Caja metálica*

Como se indicó, el módulo de interfaz y control está constituido por una caja metálica en la cual se han incluido la fuente de alimentación, la tarjeta de interfaz de los codificadores ópticos y el servoamplificador.

Los elementos requeridos para la construcción y acondicionamiento de la caja metálica se muestran en la tabla 5.

Descripción	Elemento	Precio unitario	Precio total
Interruptor de PC	1	1.95	1.95
Portafusibles	2	0.75	1.5
Fusible 2A	1	0.15	0.15
Fusible 5A	1	0.15	0.15
Cable de poder y conector	1	3.24	3.24
Espadines 50 pines (2 filas)	1	0.39	0.39
Espadines 8 pines (2 filas)	1	0.15	0.15
Pulsante externo	1	0.35	0.35
Borneras	2	0.99	1.98
Construcción caja metálica	1	7.0	7.0
Varios: cables, conectores, tornillos, etc.		3.0	3.0
			<b>19.86</b>

**Tabla 5** Lista de elementos y precios de la caja metálica

- *Planta (PENDUBOT)*

La construcción de la planta requiere de los elementos mostrados en la tabla 6.

Descripción	Precio total
Motor DC: 72 V, ¼ HP	150.0
Codificador óptico US DIGITAL Tipo: E2-1024-315	48.0
Codificador óptico US DIGITAL Tipo: S2-1024-B	58.0
Soporte del codificador 1	1.2
Enlace 1 de aluminio	11.8
Enlace 2 de aluminio	6.7
Poleas y banda dentada	4.8
Soportes del motor	2.7
Varios: pernos, tabla, cables para codificadores, etc.	5.1
	<b>288.30</b>

**Tabla 6** Lista de elementos y precios de la planta



Los costos de los diferentes elementos electrónicos, han sido tomados de la revista JAMECO de marzo/julio del 2000.

Los listados presentados, permiten determinar que los costos de implementación de la planta y el módulo de interfaz y control son:

- Planta (PENDUBOT) .....	USD 201.20
- Módulo de interfaz y control .....	USD 288.30
<b>TOTAL .....</b>	<b>USD 489.50</b>

Además de la construcción de la planta y el módulo de interfaz y control, cuyo costo ha sido determinado, la implementación del sistema en su totalidad requiere la disponibilidad de un computador personal, una tarjeta de adquisición de datos Lab-PC-1200 y el paquete de software LabVIEW 5.0.

Las especificaciones técnicas de los dispositivos electrónicos empleados, se adjuntan en el anexo C.

# ***CAPITULO V***

*CONCLUSIONES Y  
RECOMENDACIONES*

## 5.1 CONCLUSIONES

El diseño y construcción de la planta y los diferentes componentes que conforman el módulo de interfaz y control han permitido el correcto funcionamiento del sistema implementado en cuanto a su desempeño electromecánico. Cumpliéndose de esta manera con el objetivo fundamental del trabajo propuesto, que es disponer de un prototipo experimental que puede ser utilizado en la investigación de diferentes técnicas de control no lineal.

Los algoritmos de control desarrollados mediante la técnica del LQR, mostraron su eficacia al estabilizar al PENDUBOT en las configuraciones tope y media de equilibrio, con lo cual, el objetivo de control ha sido cumplido satisfactoriamente.

La necesidad de disponer de sistemas que permitan la experimentación de diferentes técnicas de control, hace posible la aparición de prototipos especialmente adecuados a este propósito. Las características del PENDUBOT, permiten emplearlo como una herramienta de investigación en áreas relacionadas con la robótica y los sistemas de control.

Uno de los factores más importantes en la construcción y funcionamiento del sistema, es el de la realimentación de las posiciones angulares de los enlaces, debiéndose elegir adecuadamente el tipo de sensor ha ser utilizado. Las características mostradas por los codificadores ópticos incrementales, tales como salidas compatibles con señales digitales, inmunidad al ruido y fácil determinación del sentido de giro, los convierte en dispositivos primarios adecuados para la realimentación de posición del PENDUBOT.

Debido a que en el sistema únicamente se tiene realimentación de posición, es necesario realizar una aproximación para determinar las velocidades de los enlaces. Inicialmente se utilizó el método de las diferencias finitas  $(\theta_{\text{actual}} - \theta_{\text{anterior}}) / T$ , pero esto crea error numérico o ruido en el cálculo de la salida de control debido a la resolución finita de los codificadores ópticos. Este problema se ha solucionado mediante la implementación de un filtro digital pasa-bajos de segundo orden.

La limitación principal en la implementación del sistema, lo constituyó el empleo de la tarjeta Lab-PC-1200 debido a su restringida velocidad de adquisición de datos y un relativamente alto tiempo de acceso, haciéndose imprescindible el diseño y construcción de una tarjeta auxiliar empleada para el conteo de pulsos provenientes de los codificadores ópticos, basada en el microcontrolador INTEL 8031.

El diseño de la tarjeta de interfaz de los codificadores ópticos (T.I.C.) puede ser optimizado utilizando microprocesadores que posean memoria ROM interna, reduciéndose de esta manera la cantidad de elementos necesarios para su implementación.

La implementación de los algoritmos de control se lo realizó tomando en cuenta el esfuerzo realizado por el actuador, para lo cual se minimizó la señal de control limitando los rangos de posición angular dentro de los cuales puede admitirse el efecto de perturbaciones y variando el valor de la matriz de ponderación  $R$  correspondiente al regulador cuadrático lineal.

Los resultados obtenidos al realizar el control del PENDUBOT en las posiciones establecidas, muestran una oscilación permanente de los enlaces alrededor de las posiciones de equilibrio debido a las características fuertemente no lineales del PENDUBOT, pues el modelo

linealizado solo es válido en un intervalo de condiciones de operación muy limitado alrededor del punto de equilibrio, sumándose a ello la imposibilidad de disminuir el periodo de muestreo debido a limitaciones impuestas por la velocidad de procesamiento.

Todo el análisis desarrollado para realizar el control del PENDUBOT en dos de sus múltiples configuraciones de equilibrio puede aplicarse de la misma manera a cualquier otra configuración. Para ello, se emplean los archivos desarrollados en Matlab para linealizar el sistema alrededor del punto de operación deseado y calcular las constantes de la nueva matriz óptima de control  $K$ . Realizado esto, se debe efectuar los cambios necesarios en el algoritmo implementado en LabVIEW.

El PENDUBOT ha sido llevado manualmente a las posiciones de equilibrio deseadas, sin embargo, existen métodos de control no lineal tal como el de linealización por realimentación parcial que permiten automatizar este proceso. Matlab constituye una herramienta adecuada para simular este tipo de control.

## 5.2 RECOMENDACIONES

Se puede mejorar la exactitud del control del PENDUBOT implementando un método computacional para realizar la identificación de los parámetros inerciales de la planta, como por ejemplo el de mínimos cuadrados.

Debido a que los codificadores ópticos son dispositivos muy sensibles, es aconsejable tomar las precauciones necesarias para evitar daños permanentes en el funcionamiento de los mismos. Para ello, se recomienda verificar las conexiones requeridas en el manual de usuario del sistema.

Si se desea suprimir el empleo de la tarjeta de interfaz de los codificadores ópticos (T.I.C.), es necesario realizar la adquisición de datos empleando una tarjeta que posea mejores características que la Lab-PC-1200, especialmente en lo referente a la velocidad de adquisición de datos.

Si no se detecta ningún error en el sistema, y sin embargo, no puede realizarse el control del PENDUBOT debe verificarse la configuración de la tarjeta pues como se ha mencionado, el control del PENDUBOT requiere que las salidas analógicas de la tarjeta sean configuradas en modo bipolar de operación.

# **BIBLIOGRAFIA**

**BIBLIOGRAFIA.**

- [1] Lewis F. L., Adballah C. T. y Dawson D. M., *Control of Robot Manipulators*, Macmillan, 1993.
- [2] Benjamín, K., *Sistemas de Control Automático*, México: Prentice-Hall, Séptima Edición, 1996.
- [3] Ogata K., *Sistemas de Control en Tiempo Discreto*, México: Prentice-Hall, 1996.
- [4] Ogata, K., *Ingeniería de Control Moderna*, México: Prentice-Hall, 1974.
- [5] Regh, J. A., *Introduction to Robotics in CIM Systems*, Estados Unidos: Prentice-Hall, B Tercera Edición, 1997.
- [6] McKerrow, P. J., *Introduction to Robotics*, Adison-Wesley, 1993.
- [7] Armada M., González P. y Jiménez A., “Control de Movimiento y Fuerza”, *II Jornadas Iberoamericanas de Robótica Antigua*, Guatemala, 8-12 de junio, 1998.
- [8] Spong, M.W., “The Control of Underactuated Mechanical Systems”, Plenary lecture at the First International Conference on Mechatronics, Ciudad de México, 26-29 de Enero, 1994.
- [9] Spong, M. W., and Block, D.J., “Mechanical Design and Control of the Pendubot”, *SAE Earthmoving Industry Conference*, Peoria, IL, 4-5 de Abril, 1995.
- [10] Spong, M. W., and Block, D.J., “The Pendubot: A Mechatronic System for Control Research and Education”, *34<sup>th</sup> IEEE Conf. on Decision and Control*, New Orleans, Diciembre, 1995.



# **ANEXO A**

*MANUAL DE USUARIO*

## 1. CONEXION DE LOS COMPONENTES DEL SISTEMA

Para poner en funcionamiento el sistema de control del PENDUBOT, se requiere disponer de los componentes necesarios y realizar las conexiones adecuadas. El módulo de interfaz y control constituye el elemento central al cual se conectan el resto de componentes del sistema. Para ello, en la parte posterior del módulo se han dispuesto adecuadamente los diferentes terminales de conexión, en la forma mostrada en la figura 1.

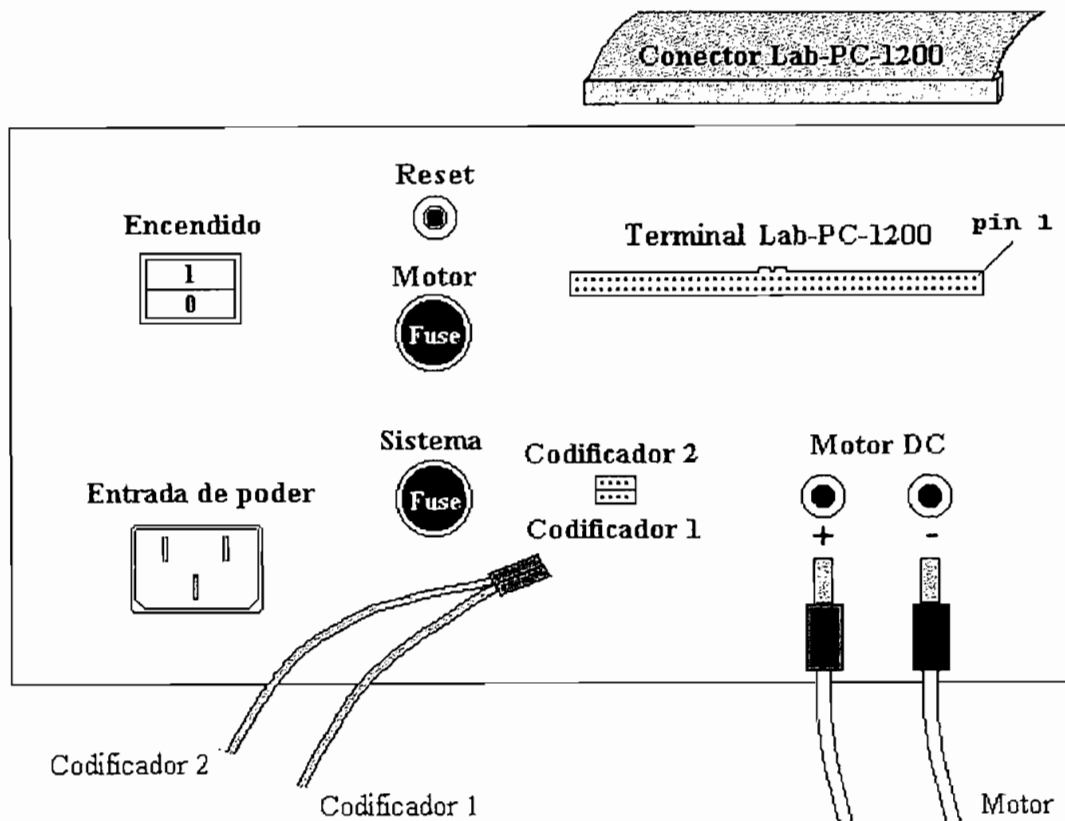


Figura 1 Conexión de los componentes del sistema

Para el conector de la tarjeta Lab-PC-1200, se ha especificado la posición en la que debe estar ubicado el pin1, y por consiguiente los demás, evitándose de esta manera su conexión inadecuada.

Para la conexión de la alimentación del motor DC, basta considerar que el terminal positivo corresponde al cable rojo de alimentación del motor.

En cuanto a la conexión de los codificadores ópticos, debe simplemente observarse que el conector del codificador 1 quede ubicado en la parte inferior del terminal y el del codificador 2 en la parte superior, pues como se observa en el gráfico 1, estos conectores se encuentran unidos.

## **2. CONSIDERACIONES EN LA EJECUCION DEL PROGRAMA**

El programa desarrollado en LabVIEW se ejecuta a partir del archivo Principal.vi, el mismo que permite iniciar la secuencia de operación del programa. La forma en que está estructurado el programa y la secuencia de ejecución del mismo fueron descritos en el capítulo III. En esta sección, se desea establecer ciertas consideraciones que deben tomarse en cuenta al ejecutar una de las siguientes opciones de control:

- Control del PENDUBOT en la posición tope de equilibrio.
- Control del PENDUBOT en la posición media de equilibrio.
- Control del PENDUBOT en la posición tope y media de equilibrio.

Las consideraciones requeridas se muestran a continuación:

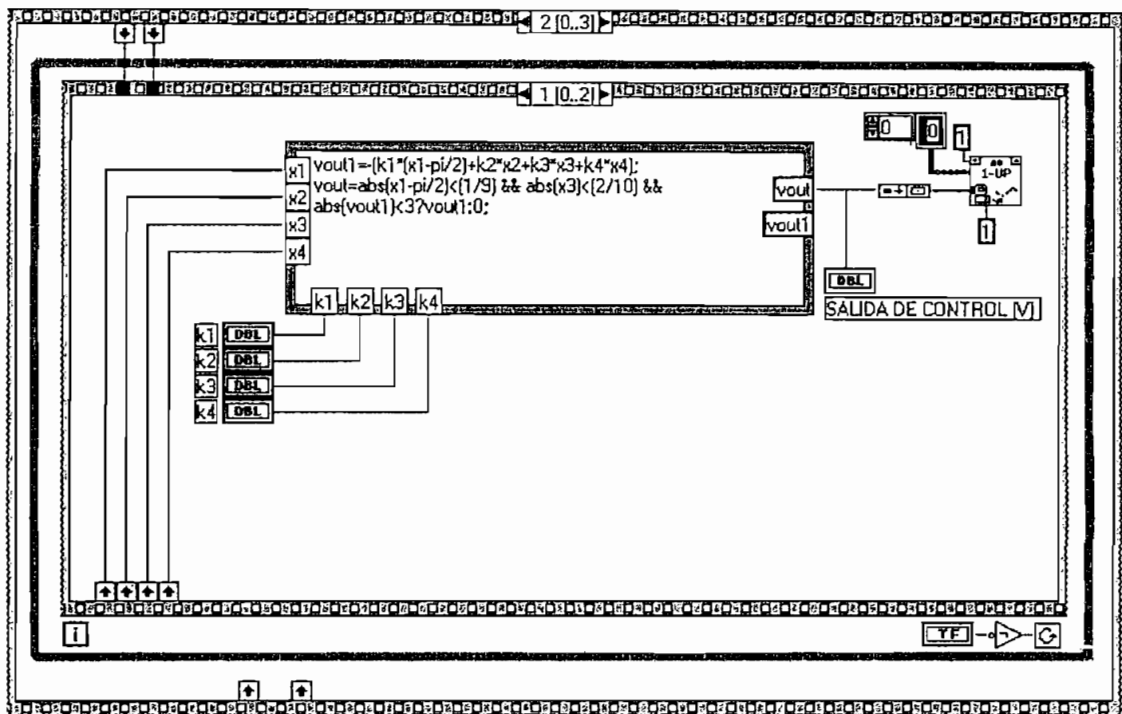
- El Pendubot debe ser ubicado en la posición estable de equilibrio:  $\theta_1 = -\frac{\pi}{2}$  y  $\theta_2 = 0$ , con la mayor exactitud posible, antes de ejecutar cualquier opción de control.
- Si se desea regresar a la pantalla de selección, luego de haber realizado el control del PENDUBOT en la posición deseada, los enlaces deben ser ubicados nuevamente en la posición estable de equilibrio antes de presionar el botón “RETORNAR”.

La aplicación adecuada de las consideraciones mencionadas, permiten al usuario obtener los resultados deseados al realizar el control del PENDUBOT en las posiciones de equilibrio.

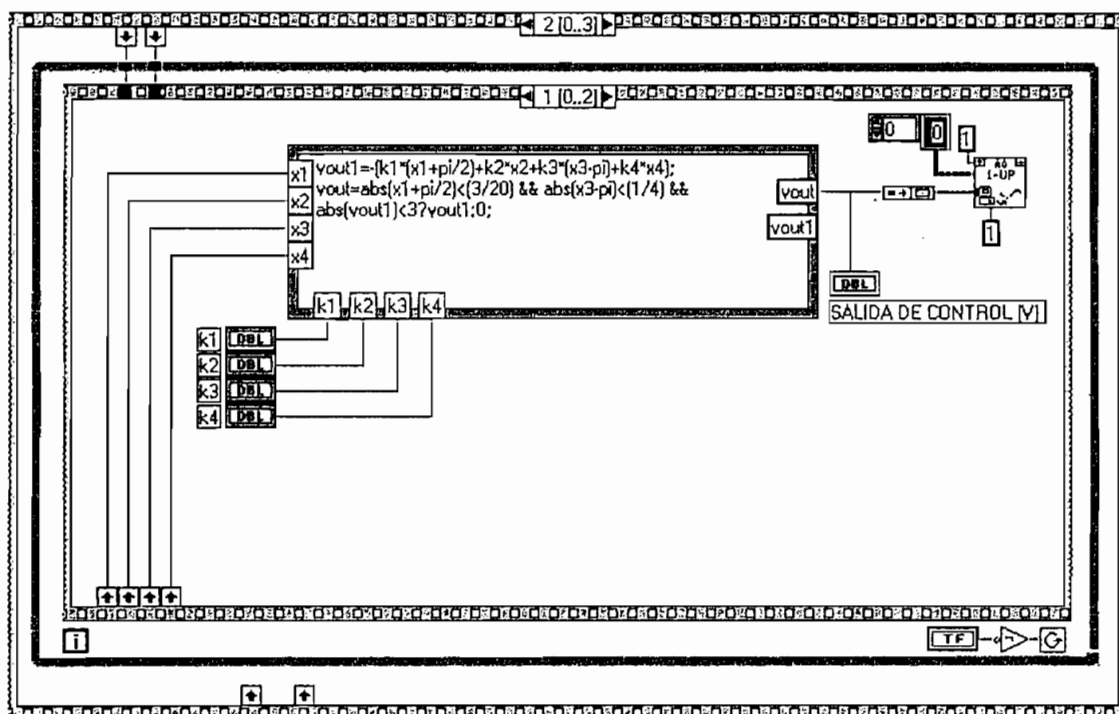
# **ANEXO B**

## *LISTADO DE PROGRAMAS*

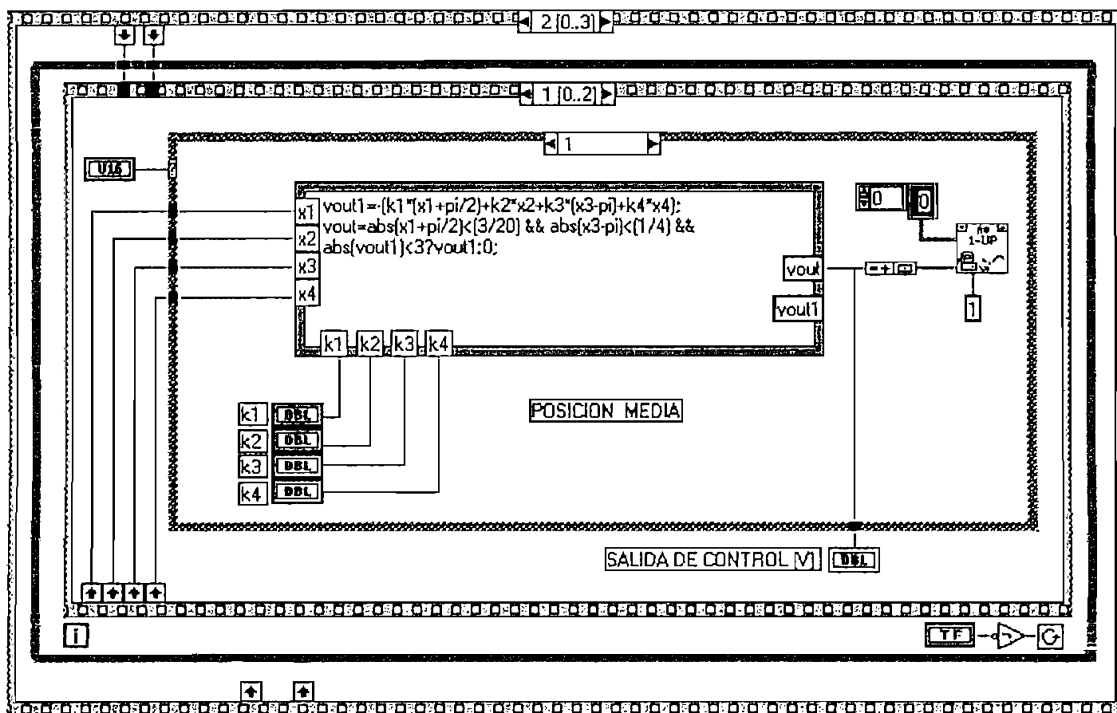
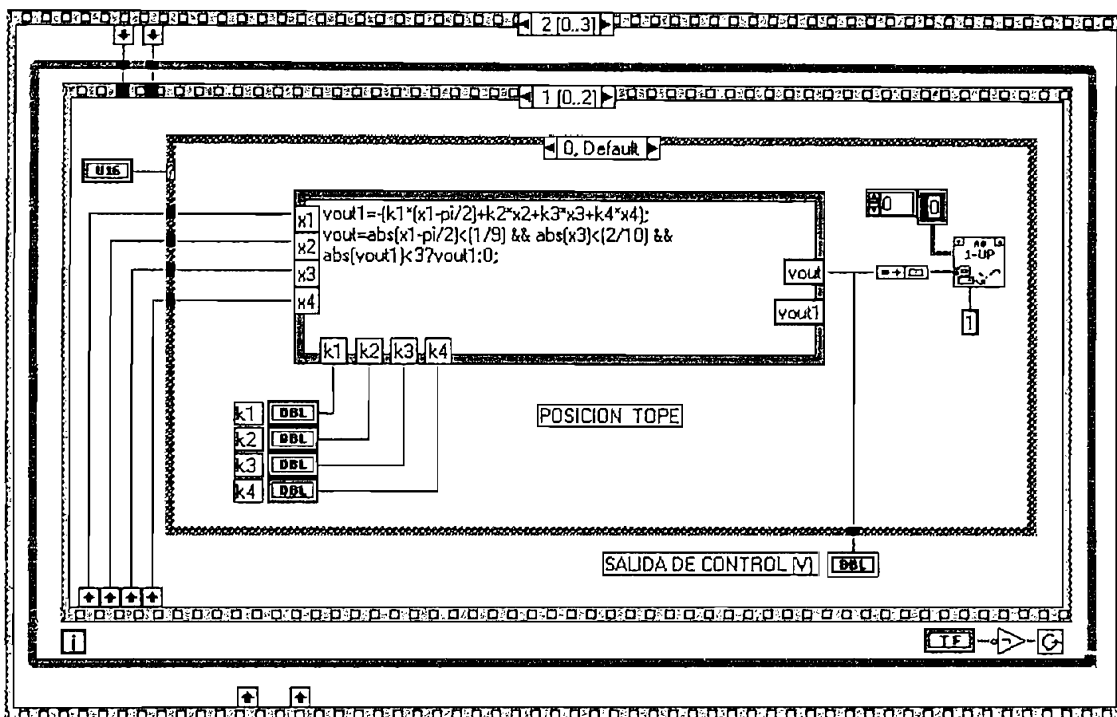
# 1. ALGORITMO DE CONTROL DEL PENDUBOT EN LA POSICION TOPE DE EQUILIBRIO



## 2. ALGORITMO DE CONTROL DEL PENDUBOT EN LA POSICION MEDIA DE EQUILIBRIO



3. ALGORITMO DE CONTROL DEL PENDUBOT EN LA POSICION TOPE Y MEDIA DE EQUILIBRIO





4. ARCHIVO DE INSTRUCCIONES *lineal.m*

```

% LINEALIZACION DEL PENDUBOT EN LAS POSICIONES DE EQUILIBRIO
% Condición de Equilibrio:  $x_1 + x_3 = \pi/2$ 
x1=input('INGRESE LA POSICION DEL ENLACE 1: x1= ');
x3 = pi/2 - x1;           % Posición del enlace 2
u = [0.0151168 0.0147575 0.0104495 0.0993989 0.0692020];
u1=u(1,1);               % ecuaciones paramétricas
u2=u(1,2);
u3=u(1,3);
u4=u(1,4);
u5=u(1,5);

g=9.8;                   % valor de la gravedad
p=u1*u2-u3^2*cos(x3)^2;  % variable auxiliar
t=u4*g*cos(x1);         % torque requerido [V]

% Cálculo de la matriz A

A(1,2)=1;
A(2,1)=[u2*u4*sin(x1)-u3*u5*cos(x3)*sin(x1+x3)]*g/p;
x=[u3^2*sin(2*x3)/p^2]*[u2*t-u2*u4*g*cos(x1)+u3*u5*g*cos(x3)*cos(x1+x3)];
A(2,3)=-[u3*u5*g/p]*[sin(x1+2*x3)] - x;
A(3,4)=1;
A(4,1)=[-u4*sin(x1)*(u2+u3*cos(x3)) + u5*sin(x1+x3)*(u1+u3*cos(x3))]*g/p;
y=[u3^2*sin(2*x3)/p^2]*[(u2+u3*cos(x3))*(u4*g*cos(x1)-t)-
u5*g*cos(x1+x3)*(u1+u3*cos(x3))];
A(4,3)=[u3*sin(x3)*(t-
u4*g*cos(x1)+u5*g*cos(x1+x3))+u5*g*sin(x1+x3)*(u1+u3*cos(x3))]/p-y;

```

```
% Cálculo de la matriz B
```

```
B(2,1)=u2/p;
```

```
B(4,1)=- (u2+u3*cos(x3))/p;
```

```
A      % Matriz A
```

```
B      % Matriz B
```

## 5. ARCHIVO DE FUNCIONES *lqrdpen.m*

```
function [K,P] = lqrdpen(A,B,Q,R,Ts)
```

```
% REGULADOR CUADRÁTICO LINEAL DISCRETO APLICADO AL PENDUBOT
```

```
%
```

```
% [K,P] = lqrdpen(A,B,Q,R,Ts)
```

```
%
```

```
% Se determina la matriz de ganancia óptima 'K' y la solución a la
```

```
% ecuación discreta de Riccati 'P' para las diferentes posiciones de
```

```
% equilibrio del PENDUBOT, aplicando las ecuaciones de Control Óptimo
```

```
% Cuadrático Discreto en Estado Estacionario:
```

```
%  $J = \text{Integral} \{x'Qx + u'Ru\} dt$  índice de desempeño continuo
```

```
%  $J_d = 1/2 * \text{sum} \{x'Q_d x + u'R_d u\}$  índice de desempeño discreto
```

```
%  $P = Q_d + G' * P * \text{inv}(I + H * \text{inv}(R_d) * H' * P) * G$  ecuación de Riccati
```

```
%  $K = \text{inv}(R_d) * H' * \text{inv}(G') * (P - Q_d)$  matriz de ganancia óptima
```

```
%  $u = -K * x$  señal de control
```

```
% Discretización de las matrices A, B, R, Q para obtener las matrices
```

```
% G, H, Rd, Qd respectivamente, empleando el método del 'ZOH'
```

```

Na = 4; % número de columnas de a
Nb = 1; % número de columnas de b
nn = zeros(Na,Nb);
Za = zeros(Na);
Zb = zeros(Na,Nb);
Zu = zeros(Nb);
n = Na+Nb;
M = [-A' Zb Q nn; -B' Zu nn' R; Za Zb A B; Zb' Zu Zb' Zu];
w = expm(M*Ts);
w12 = w(1:n,n+1:2*n);
w22 = w(n+1:2*n,n+1:2*n);
QQ = w22'*w12;
Qd = QQ(1:Na,1:Na); % Q discreta
Rd = QQ(Na+1:n,Na+1:n); % R discreta
G = w22(1:Na,1:Na); % a discreta
H = w22(1:Na,Na+1:n); % b discreta

% Cálculo de la matriz P

% El método consiste en determinar 'P' en forma recursiva hasta que su
% valor sea constante. Es decir, hasta que P(i)= P(i+1)

P = zeros(4); % Valor inicial de P. P = P(i) valor actual
Pf = ones(4); % Se define Pf. Pf = P(i+1) valor futuro
I = eye(4); % Matriz identidad

while P ~= Pf
    P = Qd+G'*P*inv(I+H*inv(Rd)*H'*P)*G;
    Pf = Qd+G'*P*inv(I+H*inv(Rd)*H'*P)*G;
end

```

8 Cálculo de la matriz óptima de ganancias 'K'

$$K = \text{inv}(Rd) * H' * \text{inv}(G') * (P - Qd);$$

## 6. PROGRAMA FUENTE DESARROLLADO PARA EL MICROCONTROLADOR

### INTEL 8031

```
ON_OFF  BIT    00H
CHB1    BIT    01H
CHB2    BIT    02H
AUX1    BIT    03H
AUX2    BIT    04H
```

```
ORG     0000H
LJMP    INICIO
ORG     0003H
LJMP    EXTERNA0
ORG     000BH
LJMP    TRANSMITIR
ORG     0013H
LJMP    EXTERNA1
ORG     0030H
```

INICIO:

```
MOV     SP, #2FH
MOV     R0, #00H      ;SE ENCERA CONTADOR DE CODIFICADOR 1
MOV     R1, #00H      ;SE ENCERA CONTADOR DE CODIFICADOR 2
CLR     P3.0
CLR     P3.1
CLR     AUX1
CLR     AUX2
CLR     ON_OFF        ;INICIALMENTE NO SE CUENTAN PULSOS
SETB    IT0           ;INTERRUPCION EXTERNA 0 POR FLANCO NEGATIVO
SETB    IT1           ;INTERRUPCION EXTERNA 1 POR FLANCO NEGATIVO
CLR     PTO           ;INTERRUPCIONES EXTERNAS 0 Y 1 TIENEN MAYOR
                        ;PRIORIDAD

SETB    PX0
SETB    PX1
MOV     TMOD, #00000110B ;TIMER 0 CONTADOR DE EVENTOS CON
                        ;AUTORECARGA

MOV     TH0, #0FFH
MOV     TLO, #0FFH
MOV     IE, #10000010B ;AL INICIO SOLO SE HABILITA INT. DEL TIMER 0
SETB    TR0           ;ARRANQUE DEL CONTADOR 0
SJMP    $
```

## TRANSMITIR:

```
JNB P3.6,SALTO1 ;TRANSMITIR LA LECTURA DE LOS CODIFICADORES
JB ON_OFF,APAGAR ;VERIFICACION SI SE INICIA O SE DETIENE EL
SETB ON_OFF ;CONTEO DE PULSOS PROVENIENTES DE LOS
CLR IE0 ;CODIFICADORES OPTICOS
CLR IE1
SETB EX0
SETB EX1
SJMP SALTO2
```

## APAGAR:

```
CLR ON_OFF
CLR EX0
CLR EX1
MOV R0,#00H
MOV R1,#00H
SJMP SALTO2
```

## SALTO1:

```
JNB ON_OFF,SALTO2
CLR EX0
MOV P1,R0
MOV R0,#00H
SETB EX0
JNB TFO,$
CLR TFO
CLR EX1
MOV P1,R1
MOV R1,#00H
SETB EX1
```

## SALTO2:

```
RETI
```

## EXTERNA0:

```
JBC AUX1,SALTO3
SETB P3.0
SETB AUX1
MOV C,P3.7
MOV CHB1,C
SJMP FINEX0
```

## SALTO3:

```
CLR P3.0
MOV C,CHB1
MOV ACC.7,C
XRL A,P3
JNB ACC.7,FINEX0
JB CHB1,SALTO4 ;SE VERIFICA EL SENTIDO DE GIRO PARA
INC R0 ;INCREMENTAR O DECREMENTAR EL CONTADOR
SJMP FINEX0 ;DE PULSOS
```

## SALTO4:

```
DEC R0
```

FINEXO:

RETI

EXTERNAL:

JBC AUX2, SALTO5

SETB P3.1

SETB AUX2

MOV C, P3.5

MOV CHB2, C

SJMP FINEX1

SALTO5:

CLR P3.1

MOV C, CHB2

MOV ACC.5, C

XRL A, P3

JNB ACC.5, FINEX1

JB CHB2, SALTO6 ;SE VERIFICA EL SENTIDO DE GIRO

DEC R1 ;PARA INCREMENTAR O DECREMENTAR

SJMP FINEX1 ;EL CONTADOR DE PULSOS

SALTO6:

INC R1

FINEX1:

RETI

END

# **ANEXO C**

## ***ESPECIFICACIONES TECNICAS***

# Low-Cost Multifunction I/O – 100 kS/s, 12-Bit, 8 Analog Inputs

## 1200 Family

PCI-1200  
DAQCard-1200  
Lab-PC-1200  
Lab-PC-1200AI  
DAQPad-1200

### Analog Inputs

8 single-ended, 4 differential channels  
100 kS/s sampling rate  
12-bit resolution

### Analog Output (not for Lab-PC-1200AI)

2 channels, 12-bit resolution

### Digital I/O

24 (5 V/TTL) lines in 8-bit ports

### Counter/Timers

Three, 16-bit resolution

### Triggering

Digital

### Driver Software

NI-DAQ  
Windows 2000/NT/9x  
Mac OS\*

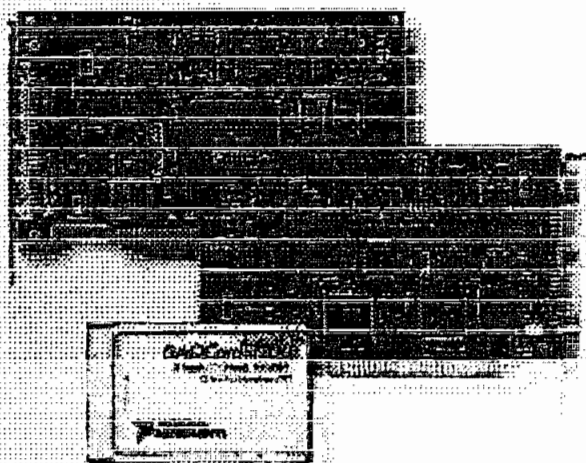
\*not for all hardware,  
refer to page 192

### Application Software

LabVIEW  
LabWindows/CVI  
ComponentWorks  
VirtualBench  
Measure  
BridgeVIEW  
Lookout

### Calibration Certificate Included!

(refer to page 218)



Make sure you consider our  
new low-cost 12-bit E Series  
products – refer to page 239.

Bus	Analog Inputs	Resolution	Sampling Rate	Input Range	Analog Outputs	Resolution	Output Rate	Output Range	Digital I/O	Counter/Timers	Triggers
PCI, PCMCIA, ISA, Parallel Port	8 SE/4 DI	12 bits	100 kS/s	up to $\pm 5$ V	2 <sup>1</sup>	12 bits <sup>1</sup>	1 kS/s <sup>1</sup>	$\pm 5$ V <sup>1</sup>	24	3, 16-bit	Digital

<sup>1</sup>No analog outputs on Lab-PC-1200AI

Table 1. 1200 Family Channel, Speed, and Resolution Specifications (refer to page 314 for more detailed specifications)

## Overview

The 1200 Family devices are low-cost, multifunction I/O devices with up to 100 kS/s, 12-bit performance on 8 single-ended or 4 differential analog inputs. The 1200 Family features digital triggering capability; three 16-bit, 8 MHz counter/timers; two 12-bit analog outputs; and 24 digital I/O lines. The 1200AI does not include the two analog outputs.

## Hardware

### Analog Input

The 1200 Family has eight single-ended or 4 differential 12-bit analog input channels. The voltage input range is software programmable for 0-10 V (unipolar) or  $\pm 5$  V (bipolar). A software-programmable gain amplifier has gain selections of 1, 2, 5, 10, 20, 50, or 100.

The single-channel sampling rate of the ADC is 100 kS/s. The PCI, DAQCard, and Lab-PC versions can sustain this rate, but the DAQPad cannot. The sustainable data transfer rate to a standard PC parallel port is 25 kS/s (depending on your computer). If you need an external solution with faster sampling, consider the DAQPad-6020E for USB, (100 kS/s, page 241) and the DAQPad-6070E for IEEE 1394 (1.25 MS/s, page 226). When scanning multiple channels, the maximum sampling rate for all 1200 family products is 83.3 kS/s at a gain of 1.

Data acquisition with the 1200 Family devices is available in three modes: 1) continuous acquisition of a single channel, 2) multichannel acquisition with continuous scanning, or 3) multichannel acquisition with interval scanning with a resolution of 1  $\mu$ s.

The 1200 Family devices have two hardware triggering modes – pretrigger mode and posttrigger mode. In pretrigger mode, the device collects samples until a trigger is received at the external trigger input, and then continues to collect a specified number of samples. In posttrigger mode, the device collects a specified number of samples after it receives a trigger.

### Analog Output

The 1200 Family has two double-buffered 12-bit DACs that are connected to two analog output channels. You can independently configure each channel through software for unipolar (0-10 V) or bipolar ( $\pm 5$  V) operation. The resolution of the 12-bit DAC is 2.44 mV in both polarities.

ACH0	1	2	ACH11
ACH2	3	4	ACH13
ACH4	5	6	ACH5
ACH6	7	8	ACH7
AISENSE/AGND	9	10	DAC0OUT <sup>1</sup>
AGND	11	12	DAC1OUT <sup>1</sup>
DGND	13	14	PA0
PA1	15	16	PA2
PA3	17	18	PA4
PA5	19	20	PA6
PA7	21	22	PB0
PB1	23	24	PB2
PB3	25	26	PB4
PA5	27	28	PA8
PB7	29	30	PC0
PC1	31	32	PC2
PC3	33	34	PC4
PC5	35	36	PC6
PC7	37	38	EXTTRIG
EXTTRIGPATT <sup>1</sup>	39	40	EXTTRIGV <sup>1</sup>
OUTB0	41	42	GATB0
OUTB1	43	44	GATB1
CLKB1	45	46	OUTB2
GATB2	47	48	CLKB2
+5V	49	50	DCHD

<sup>1</sup>Not available on Lab-PC-1200AI

Figure 1. 1200 Family I/O Connector



# Low-Cost Multifunction I/O – 100 kS/s, 12-Bit, 8 Analog Inputs

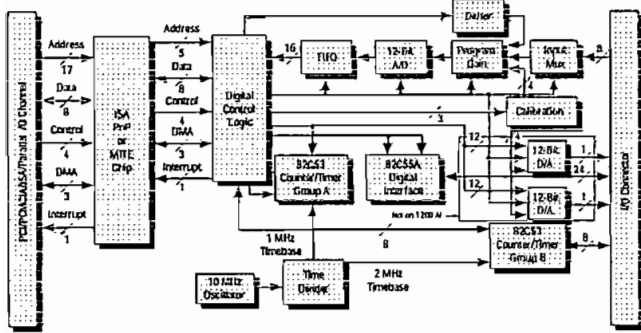


Figure 2. 1200 Family Hardware Block Diagram

## Self-Calibration

The analog inputs and outputs of the 1200 Family have self-calibration circuitry to correct for gain and offset errors. You can use the permanently-stored factory calibration constants or store additional sets of constants for different operating conditions in the user-modifiable section of an EEPROM on the device.

## Digital I/O

The 1200 Family devices have 24 digital I/O lines that are 5 V/TTL compatible and configurable as three 8-bit ports for input, output, bidirectional, or handshaking modes. The digital output ports of the 1200 series can sink 2.5 mA on each line.

## Counter/Timer

The 1200 Family uses two 82C53 counter/timer integrated circuits, each containing three independent 16-bit counter/timers. One 82C53 is dedicated for A/D and D/A timing. The three counters on the other 82C53 are available for general time-related functions, such as clock output, pulse output, and event counting. Of these three counters, one may be required for timing of analog I/O, and one has a built-in 20 MHz source clock.

## I/O Connector

The I/O connector is a 50-pin male ribbon cable connector diagrammed in Figure 1. ACH<0..7> are eight analog input channels. DAC0OUT and DAC1OUT are the two analog output channels. EXUPDATE, EXTCONV, and EXTTRIG are TTL lines through which you can externally control analog I/O. CLKB<1..2>, GATB<0..2>, and OUTB<0..2> are the clock, gate, and output of the user-available counters. PA<0..7>, PB<0..7>, and PC<0..7> are the three 8-bit digital I/O ports.

## DAQPad-1200 Parallel Port Interface

The DAQPad-1200 includes a 1 m parallel port cable with two 25-pin D-Sub connectors. The DAQPad-1200 rear panel includes two parallel port connectors, Port A for connection to the PC parallel port, and Port B, for transparent pass-through connection to any other standard parallel port device.

## DAQPad-1200 Power

The DAQPad-1200 is powered by any 9 to 42 VDC source. With the AC adapter unit included, you can power the DAQPad-1200 from any standard 120 VAC or 230 VAC source.

The optional BP-1 rechargeable battery pack is the same size as the DAQPad-1200 and powers it for 11 hours. The charger unit included with the BP-1 is not CE certified.

## BNC and Breadboard Accessories

The BNC-2081 accessory has labeled BNC connections for the analog signals of the 1200 Family. The SC-2071 and SC-2072 are breadboard accessories with labeled and numbered screw terminals, respectively; the 1200 device must be in single-ended mode to use the SC-2071.



Make sure you consider our new low-cost E Series products – refer to page 239.

## Ordering Information

### 1200 Family

PCI-1200 and NI-DAQ for

Windows 2000/NT/9x.....777386-01  
Mac OS.....777097-01

DAQCard-1200 and NI-DAQ for

Windows 2000/NT/9x.....777087-01  
Mac OS.....777087-02

Lab-PC-1200.....777227-01

Lab-PC-1200AI.....777292-01

DAQPad-1200 for Parallel Port with AC adapter

U.S. 120 VAC.....776895-01  
Universal Euro 240 VAC.....776895-31  
United Kingdom 240 VAC.....776895-06

Includes NI-DAQ for Windows 2000/NT/9x on CD unless otherwise noted.  
See pages 192 and 210 for more details.

BP-1 rechargeable battery pack with charger

120 VAC.....776896-01  
240 VAC.....776896-31

BNC-2081.....776599-90

SC-2071.....776358-91

SC-2072.....776358-92

For more detailed cable and accessory options, refer to pages 286-299.

## Example Configurations

Family	DAQ Board	Cable (page 297)	Accessory (page 292)
1200	PCI-1200	NB1 (180524-10)	CB-SOLP (777101-01)
	DAQCard-1200	PR50-SOF (182799-01)	CB-SOLP (777101-01)
	Lab-PC-1200	NB1 (180524-10)	CB-SOLP (777101-01)
1200AI	Lab-PC-1200AI	NB1 (180524-10)	CB-SOLP (777101-01)
	DAQPad-1200	NB1 (180524-10)	CB-SOLP (777101-01)

For more detailed cable and accessory options, refer to pages 286-299.

# Specifications

## 1200 Family

These specifications are typical at 25 °C unless otherwise stated.

### Analog Input

#### Input Characteristics

Number of channels	8 single-ended, or 4 differential, software selectable
Type of ADC	Successive approximation
Resolution	12 bits, 1 in 4,096
Maximum sampling rate	
PCI, DAQCard, Lab-PC	100 kS/s
DAQPad	100 kS/s to FIFO; 25 kS/s to PC with standard Centronics port

#### Input signal ranges

Gain (Software Selectable)	Range (Software Selectable)	
	Bipolar	Unipolar
1	±5 V	0 to 10 V
2	±2.5 V	0 to 5 V
5	±1 V	0 to 2 V
10	±500 mV	0 to 1 V
20	±250 mV	0 to 500 mV
50	±100 mV	0 to 200 mV
100	±50 mV	0 to 100 mV

Input coupling ..... DC

Maximum working voltage  
(signal + common mode)

In differential or NRSE mode, the negative input/AISENSE should remain within ±5 V (bipolar) or -5 to 2 V (unipolar) of AGND except for the DAQCard-1200, where the values are ±6 V (bipolar) and -6 to 2 V (unipolar). The positive input should remain within -5 V to +10 V of AGND. For the DAQCard-1200 in RSE mode, the input signal referenced to AGND should remain within ±5 V (bipolar) or 0 to 10 V (unipolar).

#### Overvoltage protection

PCI, DAQCard, Lab-PC	±35 V powered on; ±25 V powered off
DAQPad	±42 V powered on; ±15 V powered off
Inputs protected	ACH < 0.75

#### FIFO buffer size

PCI	4,096 samples
DAQCard	1,024 samples
Lab-PC	512 samples
DAQPad	2,048 samples

#### Data transfers

PCI, Lab-PC	DMA, interrupts, programmed I/O
DAQCard, DAQPad	Interrupts, programmed I/O

#### DMA modes

PCI	Scatter gather
Lab-PC	Single transfer

#### Dither

Available

#### Transfer Characteristics

Relative accuracy	±0.5 LSB typical dithered, ±1.5 LSB max undithered
DNL	±1 LSB max
No missing codes	12 bits, guaranteed

#### Offset error

Error		PCI, DAQCard, Lab-PC	DAQPad
Pregain	After calibration	±10 µV max	±5 µV max
	Before calibration	±20 mV max	±15 mV max
Postgain	After calibration	±1 mV max	±360 µV max
	Before calibration	±200 mV max	±150 mV max

#### Gain error (relative to calibration reference)

After calibration	0.02% of reading max
Before calibration	±2% of reading max

#### Amplifier Characteristics

Input bias current	
PCI, DAQCard, Lab-PC	±100 pA
DAQPad	±200 pA
Input offset current	±100 pA

#### Input impedance

Normal powered on	100 GΩ in parallel with 50 pF
Powered off	4.7 kΩ min
Overload	4.7 kΩ min
CMRR	70 dB typical, DC to 60 Hz

#### Dynamic Characteristics

##### Bandwidth (small signal -3 dB)

Gain	PCI, DAQCard, Lab-PC	DAQPad
1 to 10	250 kHz	400 kHz
20	150 kHz	200 kHz
50	60 kHz	80 kHz
100	30 kHz	40 kHz

##### Settling time for full-scale step

Gain	Accuracy ±0.024% (±1 LCB)		
	PCI, Lab-PC	DAQCard	DAQPad
	µs typical/µs max	µs typical/µs max	µs max
1	10/14	-/10	25
2 to 10	13/16	-/10	25
20	15/19	12/15	25
50	27/34	25/30	25
100	60/80	60/80	60

##### System noise (including quantization error) in $LSB_{rms}$

Gain	PCI, DAQCard, Lab-PC		DAQPad	
	Dither Off	Dither On	Dither Off	Dither On
1 to 50	0.3	0.5	0.3	0.6
100	0.5	0.7	0.6	0.8

#### Stability

Recommended warm-up time ..... 15 minutes

#### Offset temperature coefficient

Pregain	±15 µV/°C
Postgain	±100 µV/°C

#### Gain temperature coefficient

PCI, DAQCard, Lab-PC	±40 ppm/°C
DAQPad	±50 ppm/°C

### Analog Output (not for Lab-PC-1200A)

#### Output Characteristics

Number of channels	Two voltage
Resolution	12 bits, 1 in 4,096
Typical update rate	1 kS/s (system dependent)
Type of DAC	Double buffered, multiplying
Data transfers	Interrupts, programmed I/O

#### Transfer Characteristics

Relative accuracy	±0.25 LSB typical, ±0.50 LSB max ±0.50 LSB typical, ±1.0 LSB max (DAQCard)
-------------------	--

#### DNL

DNL	±0.25 LSB typical, ±0.75 LSB max ±0.50 LSB typical, ±0.90 LSB max (DAQCard)
-----	---

#### Monotonicity

12 bits, guaranteed

#### Offset error

After calibration ..... ±0.2 mV max; ±0.5 mV max for DAQCard

Before calibration ..... ±50 mV max; ±75 mV max for DAQCard

#### Gain error (relative to internal reference)

After calibration ..... 0.01% of reading max

Before calibration ..... 0.02% of reading max (DAQCard)

Before calibration ..... ±1% of reading max

Before calibration ..... ±2% of reading max (DAQCard)

#### Voltage Output

Ranges ..... 0 to 10 V; ±5 V, software selectable

Output coupling ..... DC

Output impedance ..... 0.2 Ω typical

Current drive ..... 0.5 Ω typical (DAQCard)

#### Protection

±2 mA

1 mA max per channel (DAQCard)

Short circuit to ground

80 mA momentary short-circuit protection to ground (DAQCard)

# Specifications

## 1200 Family (continued)

<b>Power-on state</b>	
PCI, DAQCard, Lab-PC	0 V
DAQPad	0 V bipolar mode, 5 V unipolar mode
<b>Dynamic Characteristics</b>	
<b>Settling time to full-scale range (FSR)</b>	
PCI, Lab-PC	5 $\mu$ s to $\pm 1$ LSB
DAQCard	20 $\mu$ s to $\pm 1$ LSB
DAQPad	6 $\mu$ s to $\pm 1$ LSB
<b>Stability</b>	
<b>Offset temperature coefficient</b>	
PCI, DAQCard, Lab-PC	$\pm 50$ $\mu$ V/ $^{\circ}$ C
DAQPad	$\pm 60$ $\mu$ V/ $^{\circ}$ C
<b>Gain temperature coefficient</b>	
PCI, DAQCard, Lab-PC	$\pm 30$ ppm/ $^{\circ}$ C
DAQPad	$\pm 10$ ppm/ $^{\circ}$ C

<b>Digital I/O</b>	
Number of channels	24 I/O (three 8-bit ports; uses the 82C55A PPI)
Compatibility	5 V/TTL
<b>Digital logic levels</b>	

Level	Minimum	Maximum
Input low voltage	-0.3 V	0.8 V
Input high voltage	2.2 V	5.3 V
Output low voltage ( $I_{out} = 2.5$ mA)	-	0.4 V
Output high voltage ( $I_{out} = 2.5$ mA)	3.7 V	-

Handshaking	2-wire, 2 ports
Power-on state	Input
Protection	-0.5 to 5.5 V powered on, $\pm 0.5$ V powered off
Data transfers	Interrupts, programmed I/O

<b>Timing I/O</b>	
Number of channels	3 counter/timers (uses two 82C53 STCs)
Protection	-0.5 V to 5.5 V powered on, $\pm 0.5$ V powered off
Resolution	16 bits
Compatibility	5 V/TTL; counter gate and clock inputs are pulled up with 100 k $\Omega$ onboard resistors
Base clock available	2 MHz
Base clock accuracy	$\pm 50$ ppm max, $\pm 0.01\%$
Maximum source frequency	8 MHz
Minimum source pulse duration	60 ns
Minimum gate pulse duration	50 ns

Level	Minimum	Maximum
Input low voltage	-0.3 V	0.8 V
Input high voltage	2.2 V	5.3 V
Output low voltage ( $I_{out} = 2.1$ mA for PCI, Lab-PC) ( $I_{out} = 4$ mA for DAQCard, DAQPad)	-	0.45 V
Output high voltage ( $I_{out} = 0.92$ mA for PCI, Lab-PC) ( $I_{out} = 1$ mA for DAQCard, DAQPad)	3.7 V	-

Data transfer	Interrupts, programmed I/O
---------------	----------------------------

## Digital Trigger

Compatibility	5 V/TTL
Response	Rising edge
Pulse width	50 ns min

## Bus Interface

PCI	Master/slave
DAQCard, Lab-PC, DAQPad	Slave

## Power Requirements

+5 VDC ( $\pm 5\%$ )	
PCI	425 mA
DAQCard	150 mA, 50 mA power-down mode
Lab-PC	185 mA
Lab-PC-1200AI	150 mA
+12 VDC	
DAQPad	250 mA
Power available at I/O connector	+4.65 to +5.25 V, 400 mA fused +5 VDC, 500 mA (DAQCard)

## Physical

<b>Dimensions</b>	
PCI, Lab-PC	17.5 x 10.6 cm (6.9 by 4.2 in.)
DAQCard	Type II PC Card
DAQPad	14.6 by 21.3 by 3.0 cm (5.8 by 8.4 by 1.5 in.)
<b>Weight</b>	
DAQPad	0.77 kg (1.7 lb)
I/O connectors	50-pin male
<b>Parallel port connector</b>	
Type	2 female 25-pin D-Sub, EPP and SPP (Centronics)
Throughput	180 kbytes/s (EPP), 41 kbytes/s (Centronics)

## Environment

Operating temperature	0 to 50 $^{\circ}$ C, DAQCard should not exceed 50 $^{\circ}$ C while in PCMCIA slot
Storage temperature	-20 to 70 $^{\circ}$ C
Relative humidity	5% to 90% noncondensing

## BP-1 Rechargeable Battery Pack

Output	12 VDC, 3.2 Ah
Run time with DAQPad	5 h loaded at 350 mA from +5 V I/O; 11 h unloaded
Dimensions	14.6 by 21.3 by 3.8 cm (5.8 by 8.4 by 1.5 in.)
Weight	1.92 kg (4.2 lb)

## Certifications and Compliances

CE Mark Compliance 

\*The charger included with the BP-1 is not CE compliant.

The S1 or S2 series optical shaft encoder is a non-contacting rotary to digital converter. Useful for position feedback or manual interface, the encoder converts real-time shaft angle, speed, and direction into TTL-compatible quadrature outputs with or without index. The encoder utilizes an unbreakable mylar disk, metal shaft and bushing, LED light source, and monolithic electronics. It operates from a single +5 volt supply.

The S1 and S2 encoders are available with ball bearings for motion control applications or torque-loaded to feel like a potentiometer for front-panel manual interface.

### Electrical Specifications:

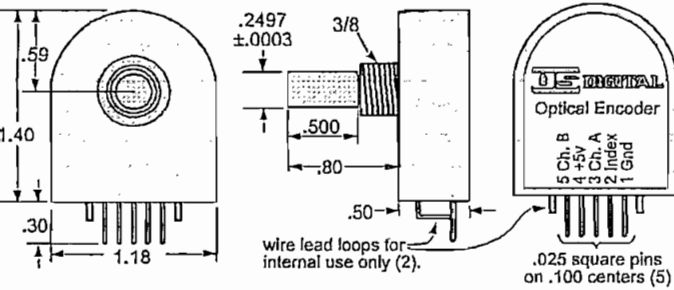
Channel B leads channel A in clockwise shaft rotation viewed from the mounting surface side of the encoder. For complete details see our HEDS Optical Encoder Module data sheet.

### Features

- Small size
- Low cost
- 2-channel quadrature, TTL square wave outputs
- 3rd channel index option
- Tracks from 0 to 100,000 cycles/sec
- Ball bearing option tracks to 10,000 RPM
- -40 to +100°C operating temperature
- Single +5v supply

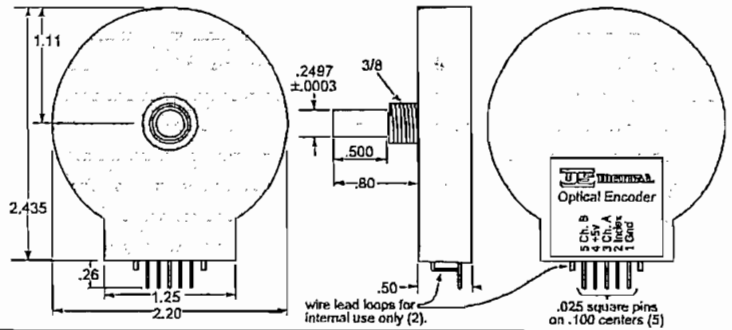
## S1

- 50 to 1024 cycles/rev.
- 200 to 4096 codes/rev.



## S2

- 1000 to 2048 cycles/rev.
- 4000 to 8192 codes/rev.



Materials	Mounting
Shaft: Brass or Stainless	Hole Diameter: .380 in.
Bushing: Brass	Panel Thickness: .125 in. max
Connector: Gold plated	Panel Nut Max Torque: 20in.-lbs.

Mechanical Specifications
Vibration: 20 g, 5 to 2KHz max.
Acceleration: 250,000 rad/sec <sup>2</sup> max.
Sleeve bushing (non-ball bearing)
Shaft Speed: 100 RPM max. continuous
Shaft rotation: Continuous and reversible
Shaft torque: 0.5±0.2 in. oz.
0.3 in. oz. max. (NT-option)
Shaft loading: 2 lbs. max. dynamic
20 lbs. max. static
Weight: 0.7 oz.
Shaft runout: .0015 T.I.R. max.
Ball Bearing Option
Shaft Speed: 10,000 RPM max. continuous
Acceleration: 50K Rad/Sec <sup>2</sup>
10K Rad/Sec <sup>2</sup> (SP-1000 Series)
Shaft torque: 0.05 in. oz. max.
Shaft loading: 1 lb. max.
Bearing Life: (40/P) <sup>3</sup> = Life in millions of revs.
where P=radial load in pounds
Weight: 0.7 oz.
Shaft runout: .0015 T.I.R. max.

### Part Number

S

**Series**  
S1 (formerly SP-500 Series)  
S2 (formerly SP-1000 Series)

Resolution Cycles/Rev.	S1	S2
50	1000	
96	1024	
100	2000	
120*	192*	2048*
200		
250		
256		
360		
400		
500		
512		
540*		
1000*		
1024*		

**Options**  
I = Index (3-channel)  
M6 = Metric 6mm dia. shaft.  
B = Ball bearings (Free spinning)  
NT = Light static drag  
HS = Sealed housing

Notes: When option M6 is not specified the default is .250" diameter shaft.  
When option B or NT is not specified the default is static drag, like a potentiometer.

Index option is not yet available for resolutions marked by \*

S1/S2 Prices:	Cost Modifiers:
\$49.00 / 1	• On S1, add \$9.00 for index and/or resolutions ≥ 1000 CPR.
\$45.00 / 10	• On S2, add \$9.00 for index and/or resolutions ≥ 2000 CPR.
\$41.00 / 50	• Add \$8.00 for ball bearing option (added torque applies to the sleeve bushing version only).
\$39.00 / 100	• Add \$5.00 for metric 6mm diameter shaft.
\$38.00 / 500	• Add \$14.00 for HS option (sealed housing).
\$35.00 / 1000	• Part# for mating connector alone is CON-MC @ \$1.00 ea.
	• Part# for non-index version mating connector with 12" wires is MC4 @ \$5.00 ea.
	• Part# for index version mating connector with 12" wires is MC5 @ \$5.00 ea.

All information subject to change without notice.

Phone (360) 696-2468 • Sales (800) 736-0194 • Fax (360) 696-2469

Internet email: sales@usdigital.com • Internet: http://www.usdigital.com

U.S. Digital Corporation • 3800 N.E. 68th Street, Suite A3 • Vancouver, WA 98661-1353

The E2 optical incremental quick assembly encoder is a non-contacting rotary to digital position feedback device designed to easily mount to an existing shaft. The internal monolithic electronic module converts the real-time shaft angle, speed, and direction into TTL-compatible outputs. Simplicity and low cost make the E2 ideal for both high and low volume motion control applications.

The E2 consists of four parts: base, cover, code wheel and encoder module. The encoder module incorporates a lensed LED light source and monolithic photo-detector array with signal shaping electronics to produce the two channel bounceless TTL outputs.

The hub diameter is specified when ordering to adapt to any shaft diameter up to .394". Standard diameters are stocked. Quick turn around time is also offered for any special order diameter.

The cover is available in three configurations. The standard is a solid flush back which can accommodate a shaft length up to .57". Option 'H' specifies a .375" diameter hole in the flush back for the shaft to pass through. This hole diameter is .500" when the 3/8" diameter hub is specified. Option 'E' provides a cylindrical extension making room for a 3/4" shaft length.

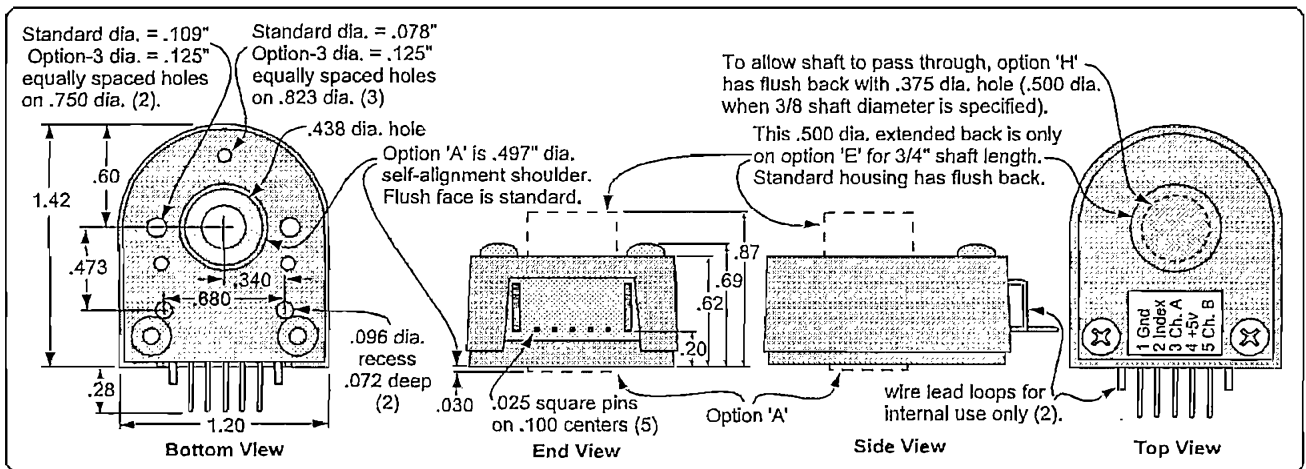
The base provides mounting holes for 2 (2-56 or 4-40) screws in a .750" bolt circle or 3 (0-80) screws in a .823" bolt circle. Option-3 makes all five of these hole diameters .125". If desired, the two .096" diameter recesses will mate with matching aligning pins. The .438" diameter center hole can also mate with a motor boss. The standard base is flat. Option 'A' adds a .497" diameter alignment shoulder designed to slip into a .500" diameter recess centered around the shaft.

### Features

- Quick and simple assembly & disassembly
- Rugged screw-together housing
- Low cost
- Accepts  $\pm .010$ " axial shaft play
- Small size
- Tracks from 0 to 100,000 cycles/sec
- 50 to 1024 cycles/rev.
- 200 to 4096 codes per revolution
- 2 channel quadrature TTL squarewave outputs
- Optional index (3rd channel)
- -40 to +100°C operating temperature
- Compatible with HP HEDS-5500
- Fits shaft diameters to .079" to .394"
- Single +5v supply
- Flush back, through shaft hole, or extended back
- Flat or self-aligning base
- Also adapts to 1.812" bolt circle (2 or 3 holes)

### Electrical Specifications:

A leads B in a clockwise shaft rotation, and B leads A in clockwise shaft rotation viewed from the mounting surface side of the encoder. For complete details see our HEDS Optical Encoder Module data sheet.



Mechanical Specifications		
Parameter	Dimension	Units
Moment of Inertia	$8.0 \times 10^{-6}$	oz-in-s <sup>2</sup>
Hub Set Screw Size	3-48	inches
Hex Wrench Size	.050	inches
Encoder Base Plate Thickness	.135	inches
3 Mounting Screw Size	0-80	inches
2 Mounting Screw Size	2-56 or 4-40	inches

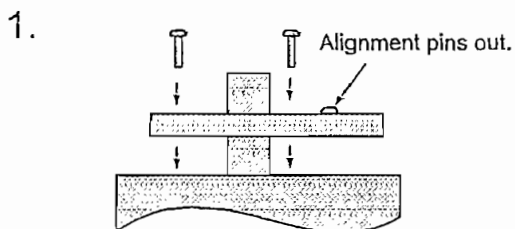
Mechanical Specifications		
Parameter	Dimension	Units
3 Screw Bolt Circle Diameter	$.823 \pm .005$	inches
2 Screw Bolt Circle Diameter	$.750 \pm .005$	inches
Required Shaft Length	.445 to .570*	inches
with 'E' Option	.445 to .800*	inches
with 'H' Option	>.445*	inches

\* Add .125" to the required shaft length when using the R-option adapter plate.

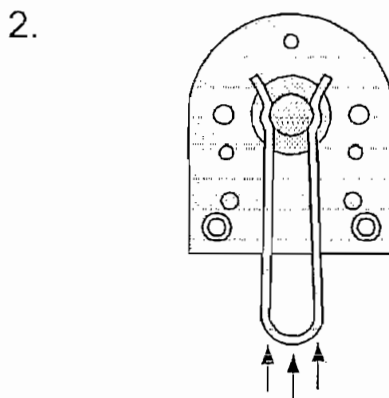
Phone (360) 696-2468 • Sales (800) 736-0194 • Fax (360) 696-2469

Internet email: sales@usdigital.com • Internet: http://www.usdigital.com

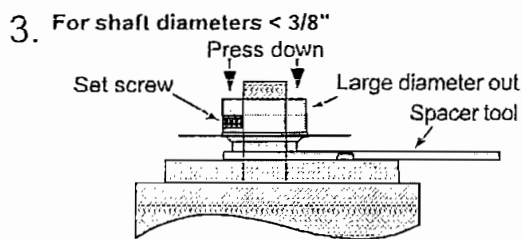
U.S. Digital Corporation • 3800 N.E. 68th Street, Suite A3 • Vancouver, WA 98661-1353



Secure the base to the mounting surface using two screws on .750" diameter or three screws on .823" bolt circle. Make sure the two short alignment pins are facing out.  
If a centering tool is used, slip it over the shaft and into the center hole of the base. Then tighten the mounting screws.

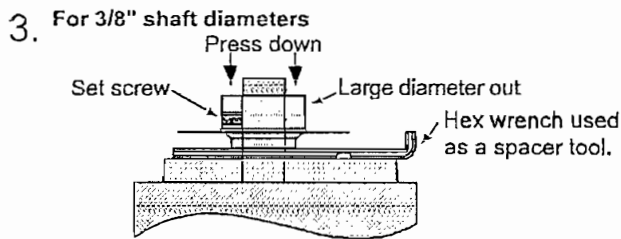


Snap the hub spacer tool over the shaft.

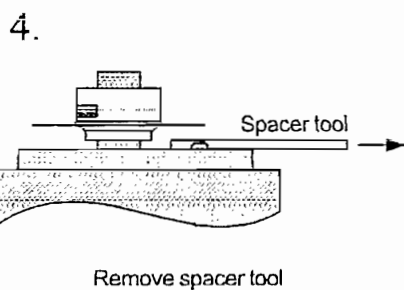


Slip the hub over the shaft until it bottoms out against the spacer tool. Large diameter out.

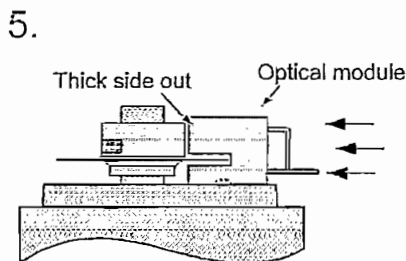
Tighten the set screw with the hex wrench provided while pressing down on the hub.



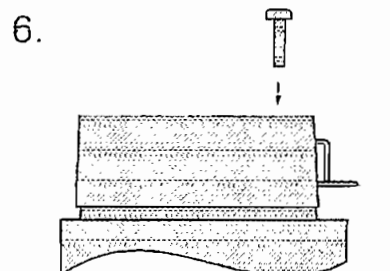
Place one wrench on base against side of shaft. Slip the hub over the shaft until it bottoms out against the first wrench used as a spacer tool. Large diameter out. Tighten the set screw with the other hex wrench provided while pressing down on the hub.



Remove spacer tool



Slip optical module into position until the two alignment pins slip into the holes of the module. Thick side out.



Place the housing (cover) over the assembly and secure with the two screws provided.

A spacer tool and hex wrench are included in each batch. Be sure to keep different diameters, resolutions, and options separated. The resolution of the optoelectronic modules and the code wheels must match. Index and non-index parts cannot be mixed since the optical patterns are different.

An additional identifier is stamped on each optoelectronic module. The 2-channel (non-index) version can be identified by a number 9100 or 9200. A 9140 identifies the 3-channel (index) version. One letter stamped on each module specifies the resolution as shown in the adjacent table.

Resolution	Disk Optics
50	S
96	C
100	C
120	C
192	D
200	E
250	F
256	F
360	G
400	H
500	A
512	I
540	R
1000	B
1024	J

### Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units
Vibration (5 to 2kHz)	20	g
Shaft Axial Play	0.01	in.
Shaft Eccentricity Plus Radial Play	0.004	in.
Acceleration	250,000	rad/sec <sup>2</sup>

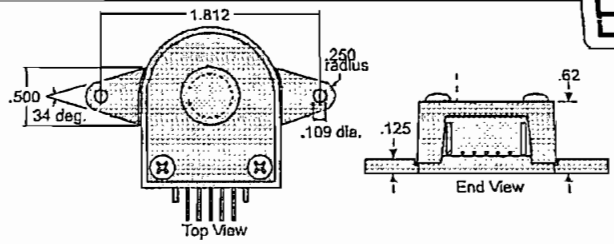
Phone (360) 696-2468 • Sales (800) 736-0194 • Fax (360) 696-2469

Internet email: sales@usdigital.com • Internet: http://www.usdigital.com

U.S. Digital Corporation • 3800 N.E. 68th Street, Suite A3 • Vancouver, WA 98661-1353

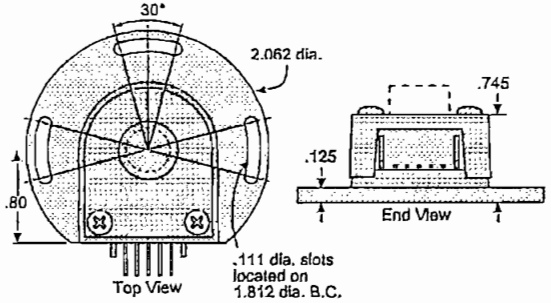
**1.812" 2-hole Option (option-G, \$3.00)**

This option includes molded ears on the E2 base which enables it to be mounted to a 1.812" diameter bolt circle. The mounting holes are designed to fit 4-40 screws. This does not increase the thickness of the encoder.



**1.812" 3-hole Adapter (option-R, \$6.00)**

This adapter is a 1/8" thick fiberglass adapter which is pre-mounted to the base of the encoder. It allows the E2 to be rotated ±15° while operating for index orientation. Use three 4-40 x 1/4" screws. When installing the hub, rotate the index to the approximate position. After assembly, with the 3 screws loose, rotate while operating to the desired index location and tighten. Note that this adds 1/8" to the required shaft length.



**Transfer Adhesive (option-T, \$6.00)**

When mounting holes are not available a pre-applied transfer adhesive (with peel-off backing) is available for "stick-on" mounting. Use the centering tool (below) to slide the base into position. Option-T specifies transfer adhesive on the standard mounting base.

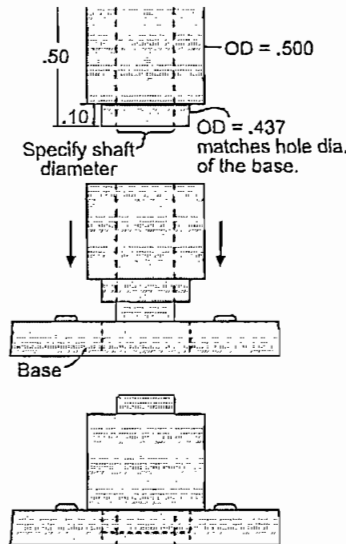
**Centering Tool**

This reusable tool provides a simple method for accurately centering the E2 around the shaft. It is recommended for the following situations:

- when there is noticeable play between the mounting holes and mounting screws.
- when the position of the mounting holes is in question.
- when there are no mounting holes and a transfer-adhesive is used to secure the encoder to the mounting surface.

To use, during step 1 of the mounting instructions, before tightening mounting screws, slide the tool over the shaft until it slips into the center hole of the base. Tighten the mounting screws, then remove the centering tool.

To use with the above mentioned transfer adhesive, slip the tool into the center hole of the base and slide both down the shaft as one piece. Press to form a good bond, then slip the tool off and continue with the standard mounting instructions.



**Part Number**

**CTOOL-** [ ]

**Price**  
\$5.00

Shaft Diameter in thousandths of an inch	
Code	Size
079	2mm
118	3mm
125	1/8"
156	5/32"
157	4mm
187	3/16"
197	5mm
237	6mm
250	1/4"
312	5/16"
315	8mm
375	3/8"
394	10mm

Price	Cost adders
\$39.00 / 1	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Add \$9.00 for Index option or resolutions =&gt;1000 CPR.</li> <li>• Add \$3.00 for G option.</li> <li>• Add \$6.00 for R option adapter.</li> <li>• Add \$6.00 for T option transfer adhesive.</li> </ul>
\$35.00 / 10	
\$31.00 / 50	
\$29.00 / 100	
\$28.00 / 500	
\$25.00 / 1000	
	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Part# for mating connector alone is CON-MCI @ \$1.00 ea.</li> <li>• Part# for non-index version mating connector with 12" wires is MC4 @ \$5.00 ea.</li> <li>• Part# for index version mating connector with 12" wires is MC5 @ \$5.00 ea.</li> </ul>
	Purchase orders may schedule smaller quantity shipments to gain the advantage of these larger quantity price breaks.

**E2** [ ] [ ] [ ] [ ]

Resolution Cycles/Rev.	Code	Size
50		
96		
100		
120*		
192*	079	2mm
200	118	3mm
250	125	1/8"
256	156	5/32"
360	157	4mm
400	187	3/16"
500	197	5mm
512	237	6mm
540*	250	1/4"
1000*	312	5/16"
1024*	315	8mm
	375	3/8"
	394	10mm

Index option not yet available for resolutions marked by \*

**Options**

- I = index (3rd channel)
- A = adds self-aligning shoulder to base.
- H = adds hole in housing to allow the shaft to pass through.
- E = adds an extension to the housing back to allow for a longer shaft.
- 3 = changes the diameter of all five base mounting holes to .125".
- G = adds molded "ears" to base.
- R = adds 3-slot adapter to bottom of base.
- T = adds transfer adhesive to base.

All information subject to change without notice.

Phone (360) 696-2468 • Sales (800) 736-0194 • Fax (360) 696-2469

Internet email: sales@usdigital.com • Internet: http://www.usdigital.com

U.S. Digital Corporation • 3800 N.E. 68th Street, Suite A3 • Vancouver, WA 98661-1353



## MCS<sup>®</sup> 51 8-BIT CONTROL-ORIENTED MICROCONTROLLERS

*Commercial/Express*

8031AH/8051AH/8051AHP  
8032AH/8052AH  
8751H/8751H-8  
8751BH/8752BH

- High Performance HMOS Process
- Internal Timers/Event Counters
- 2-Level Interrupt Priority Structure
- 32 I/O Lines (Four 8-Bit Ports)
- 64K External Program Memory Space
- Security Feature Protects EPROM Parts Against Software Piracy
- Boolean Processor
- Bit-Addressable RAM
- Programmable Full Duplex Serial Channel
- 111 Instructions (64 Single-Cycle)
- 64K External Data Memory Space
- Extended Temperature Range (-40°C to +85°C)

The MCS<sup>®</sup> 51 controllers are optimized for control applications. Byte-processing and numerical operations on small data structures are facilitated by a variety of fast addressing modes for accessing the internal RAM. The instruction set provides a convenient menu of 8-bit arithmetic instructions, including multiply and divide instructions. Extensive on-chip support is provided for one-bit variables as a separate data type, allowing direct bit manipulation and testing in control and logic systems that require Boolean processing.

The 8751H is an EPROM version of the 8051AH. It has 4 Kbytes of electrically programmable ROM which can be erased with ultraviolet light. It is fully compatible with the 8051AH but incorporates one additional feature: a Program Memory Security bit that can be used to protect the EPROM against unauthorized readout. The 8751H-8 is identical to the 8751H but only operates up to 8 MHz.

The 8051AHP is identical to the 8051AH with the exception of the Protection Feature. To incorporate this Protection Feature, program verification has been disabled and external memory accesses have been limited to 4K.

The 8052AH is an enhanced version of the 8051AH. It is backwards compatible with the 8051AH and is fabricated with HMOS II technology. The 8052AH enhancements are listed in the table below. Also refer to this table for the ROM, ROMless and EPROM versions of each product.

Device	Internal Memory		Timers/ Event Counters	Interrupts
	Program	Data		
8031AH	none	128 x 8 RAM	2 x 16-Bit	5
8051AH	4K x 8 ROM	128 x 8 RAM	2 x 16-Bit	5
8051AHP	4K x 8 ROM	128 x 8 RAM	2 x 16-Bit	5
8751H	4K x 8 EPROM	128 x 8 RAM	2 x 16-Bit	5
8751H-8	4K x 8 EPROM	128 x 8 RAM	2 x 16-Bit	5
8751BH	4K x 8 EPROM	128 x 8 RAM	2 x 16-Bit	5
8032AH	none	256 x 8 RAM	3 x 16-Bit	6
8052AH	8K x 8 ROM	256 x 8 RAM	3 x 16-Bit	6
8752BH	8K x 8 EPROM	256 x 8 RAM	3 x 16-Bit	6

Intel Corporation assumes no responsibility for the use of any circuitry other than circuitry embodied in an Intel product. No other circuit patent licenses are implied. Information contained herein supersedes previously published specifications on these devices from Intel.

© INTEL CORPORATION, 1984

October 1984

Order Number: 272318-002



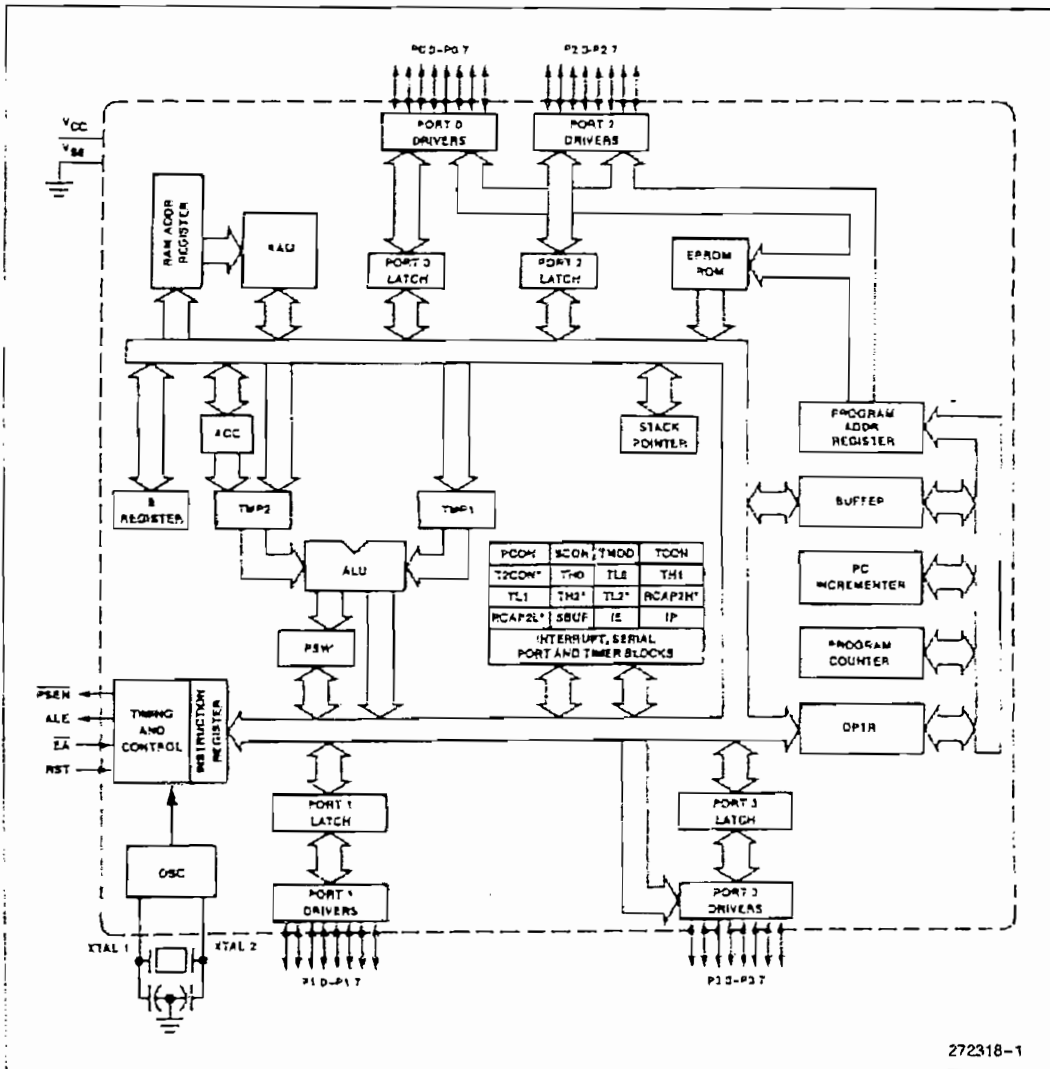


Figure 1. MCS<sup>®</sup> 51 Controller Block Diagram

**PROCESS INFORMATION**

The 8031AH/8051AH and 8032AH/8052AH devices are manufactured on P414.1, an HMOS II process. The 8751H/8751H-8 devices are manufactured on P421.X, an HMOS-E process. The 8751BH and 8752BH devices are manufactured on P422. Additional process and reliability information is available in Intel's *Components Quality and Reliability Handbook*, Order No. 210997.

PACKAGES

Part	Prefix	Package Type	$\theta_{ja}$	$\theta_{jc}$
8051AH	P	40-Pin Plastic DIP	45°C/W	16°C/W
8031AH	D	40-Pin CERDIP	45°C/W	15°C/W
8052AH	N	44-Pin PLCC	46°C/W	16°C/W
8032AH				
8752BH*				
8751H	D	40-Pin CERDIP	45°C/W	15°C/W
8751H-8				
8051AHP	P	40-Pin Plastic DIP	45°C/W	16°C/W
	D	40-Pin CERDIP	45°C/W	15°C/W
8751BH	P	40-Pin Plastic DIP	36°C/W	12°C/W
	N	44-Pin PLCC	47°C/W	16°C/W

NOTE:

\*8752BH is 35°/10° for D, and 38°/22° for N.

All thermal impedance data is approximate for static air conditions at 1W of power dissipation. Values will change depending on operating conditions and application. See the Intel *Packaging Handbook* (Order Number 240800) for a description of Intel's thermal impedance test methodology.

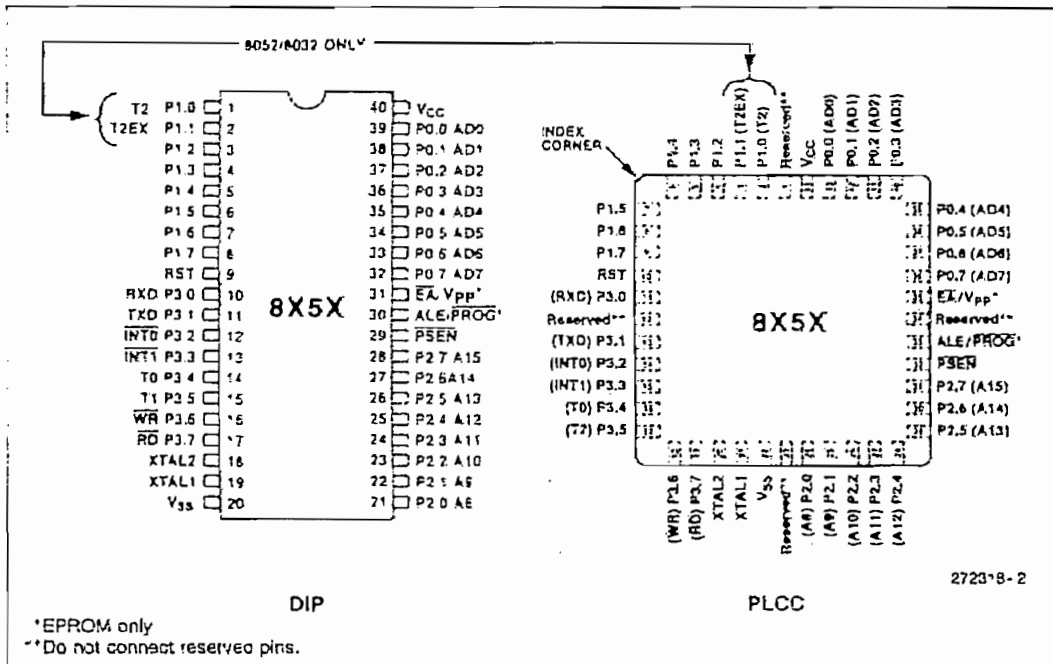


Figure 2. MCS<sup>®</sup> 51 Controller Connections

## PIN DESCRIPTIONS

$V_{CC}$ : Supply voltage.

$V_{SS}$ : Circuit ground.

**Port 0:** Port 0 is an 8-bit open drain bidirectional I/O port. As an output port each pin can sink 8 LS TTL inputs.

Port 0 pins that have 1's written to them float, and in that state can be used as high-impedance inputs.

Port 0 is also the multiplexed low-order address and data bus during accesses to external Program and Data Memory. In this application it uses strong internal pullups when emitting 1's and can source and sink 8 LS TTL inputs.

Port 0 also receives the code bytes during programming of the EPROM parts, and outputs the code bytes during program verification of the ROM and EPROM parts. External pullups are required during program verification.

**Port 1:** Port 1 is an 8-bit bidirectional I/O port with internal pullups. The Port 1 output buffers can sink/source 4 LS TTL inputs. Port 1 pins that have 1's written to them are pulled high by the internal pullups, and in that state can be used as inputs. As inputs, Port 1 pins that are externally pulled low will source current ( $I_{IL}$  on the data sheet) because of the internal pullups.

Port 1 also receives the low-order address bytes during programming of the EPROM parts and during program verification of the ROM and EPROM parts.

In the 8032AH, 8052AH and 8752BH, Port 1 pins P1.0 and P1.1 also serve the T2 and T2EX functions, respectively.

Port Pin	Alternative Function
P1.0	T2 (Timer/Counter 2 External Input)
P1.1	T2EX (Timer/Counter 2 Capture/Reload Trigger)

**Port 2:** Port 2 is an 8-bit bidirectional I/O port with internal pullups. The Port 2 output buffers can sink/source 4 LS TTL inputs. Port 2 pins that have 1's written to them are pulled high by the internal pullups, and in that state can be used as inputs. As inputs, Port 2 pins that are externally pulled low will source current ( $I_{IL}$  on the data sheet) because of the internal pullups.

Port 2 emits the high-order address bytes during fetches from external Program Memory and during accesses to external Data Memory that use 16-bit addresses (MOVX @DPTR). In this application it uses strong internal pullups when emitting 1's. During accesses to external Data Memory that use 8-bit addresses (MOVX @Ri), Port 2 emits the contents of the P2 Special Function Register.

Port 2 also receives the high-order address bits during programming of the EPROM parts and during program verification of the ROM and EPROM parts.

The protection feature of the 8051AHP causes bits P2.4 through P2.7 to be forced to 0, effectively limiting external Data and Code space to 4K each during external accesses.

**Port 3:** Port 3 is an 8-bit bidirectional I/O port with internal pullups. The Port 3 output buffers can sink/source 4 LS TTL inputs. Port 3 pins that have 1's written to them are pulled high by the internal pullups, and in that state can be used as inputs. As inputs, Port 3 pins that are externally pulled low will source current ( $I_{IL}$  on the data sheet) because of the pullups.

Port 3 also serves the functions of various special features of the MCS 51 Family, as listed below:

Port Pin	Alternative Function
P3.0	RXD (serial input port)
P3.1	TXD (serial output port)
P3.2	INT0 (external interrupt 0)
P3.3	INT1 (external interrupt 1)
P3.4	T0 (Timer 0 external input)
P3.5	T1 (Timer 1 external input)
P3.6	$\overline{WF}$ (external data memory write strobe)
P3.7	$\overline{RD}$ (external data memory read strobe)

**RST:** Reset input. A high on this pin for two machine cycles while the oscillator is running resets the device.

**ALE/ $\overline{PROG}$ :** Address Latch Enable output pulse for latching the low byte of the address during accesses to external memory. This pin is also the program pulse input ( $\overline{PROG}$ ) during programming of the EPROM parts.

In normal operation ALE is emitted at a constant rate of  $\frac{1}{6}$  the oscillator frequency, and may be used for external timing or clocking purposes. Note, however, that one ALE pulse is skipped during each access to external Data Memory.

**PSEN:** Program Store Enable is the read strobe to external Program Memory.

When the device is executing code from external Program Memory, PSEN is activated twice each machine cycle, except that two PSEN activations are skipped during each access to external Data Memory.

**EA/Vpp:** External Access enable EA must be strapped to VSS in order to enable any MCS 51 device to fetch code from external Program memory locations starting at 0000H up to FFFFH. EA must be strapped to VCC for internal program execution.

Note, however, that if the Security Bit in the EPROM devices is programmed, the device will not fetch code from any location in external Program Memory.

This pin also receives the programming supply voltage (VPP) during programming of the EPROM parts.

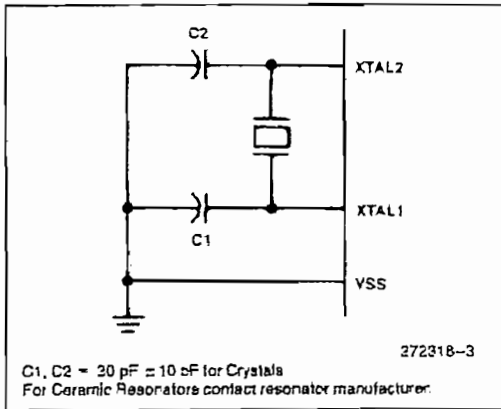


Figure 3. Oscillator Connections

**XTAL1:** Input to the inverting oscillator amplifier.

**XTAL2:** Output from the inverting oscillator amplifier.

### OSCILLATOR CHARACTERISTICS

XTAL1 and XTAL2 are the input and output, respectively, of an inverting amplifier which can be configured for use as an on-chip oscillator, as shown in Figure 3. Either a quartz crystal or ceramic resonator may be used. More detailed information concerning the use of the on-chip oscillator is available in Application Note AP-155, "Oscillators for Microcontrollers," Order No. 230659.

To drive the device from an external clock source, XTAL1 should be grounded, while XTAL2 is driven, as shown in Figure 4. There are no requirements on the duty cycle of the external clock signal, since the input to the internal clocking circuitry is through a divide-by-two flip-flop, but minimum and maximum high and low times specified on the data sheet must be observed.

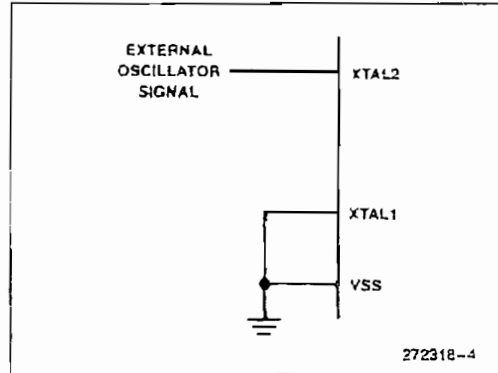


Figure 4. External Drive Configuration

### EXPRESS Version

The Intel EXPRESS system offers enhancements to the operational specifications of the MCS 51 family of microcontrollers. These EXPRESS products are designed to meet the needs of those applications whose operating requirements exceed commercial standards.

The EXPRESS program includes the commercial standard temperature range with burn-in, and an extended temperature range with or without burn-in.

With the commercial standard temperature range, operational characteristics are guaranteed over the temperature range of 0°C to +70°C. With the extended temperature range option, operational characteristics are guaranteed over a range of -40°C to +85°C.

The optional burn-in is dynamic, for a minimum time of 160 hours at 125°C with VCC = 5.5V ± 0.25V, following guidelines in MIL-STD-883, Method 1015.

Package types and EXPRESS versions are identified by a one- or two-letter prefix to the part number. The prefixes are listed in Table 1.

For the extended temperature range option, this data sheet specifies the parameters which deviate from their commercial temperature range limits.

Table 1. EXPRESS Prefix Identification

Prefix	Package Type	Temperature Range	Burn-In
P	Plastic	Commercial	No
D	Cerdip	Commercial	No
N	PLCC	Commercial	No
TD	Cerdip	Extended	No
TP	Plastic	Extended	No
TN	PLCC	Extended	No
LD	Cerdip	Extended	Yes
LP	Plastic	Extended	Yes

**NOTE:**

Contact distributor or local sales office to match EXPRESS prefix with proper device.

**DESIGN CONSIDERATIONS**

- If an 8751BH or 8752BH is replacing an 8751H in a future design, the user should carefully compare both data sheets for DC or AC Characteristic differences. Note that the  $V_{IH}$  and  $I_{IH}$  specifications for the EA pin differ significantly between the devices.
- Exposure to light when the EPROM device is in operation may cause logic errors. For this reason, it is suggested that an opaque label be placed over the window when the die is exposed to ambient light.

- The 8051AHP cannot access external Program or Data memory above 4K. This means that the following instructions that use the Data Pointer only read/write data at address locations below 0FFFFH:

```
MOVX A,@DPiR
MOVX @DPiR,A
```

When the Data Pointer contains an address above the 4K limit, those locations will not be accessed.

To access Data Memory above 4K, the MOVX @Ri,A or MOVX A,@Ri instructions must be used.



**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS\***

Ambient Temperature Under Bias . . . -40°C to +85°C  
 Storage Temperature . . . . . -65°C to +150°C  
 Voltage on  $\overline{EA}/V_{EP}$  Pin to  $V_{SS}$   
   8751H . . . . . -0.5V to +21.5V  
   8751BH/8752BH . . . . . -0.5V to +13.0V  
 Voltage on Any Other Pin to  $V_{SS}$  . . . . -0.5V to +7V  
 Power Dissipation . . . . . 1.5W

NOTICE: This is a production data sheet. It is valid for the devices indicated in the revision history. The specifications are subject to change without notice.

*\*WARNING: Stressing the device beyond the "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage. These are stress ratings only. Operation beyond the "Operating Conditions" is not recommended and extended exposure beyond the "Operating Conditions" may affect device reliability.*

**OPERATING CONDITIONS**

Symbol	Description	Min	Max	Units
$T_A$	Ambient Temperature Under Bias			
	Commercial	0	-70	°C
	Express	-40	-85	°C
$V_{CC}$	Supply Voltage	4.5	5.5	V
$F_{OSC}$	Oscillator Frequency	3.5	12	MHz

**DC CHARACTERISTICS** (Over Operating Conditions)

All parameter values apply to all devices unless otherwise indicated

Symbol	Parameter	Min	Max	Units	Test Conditions
$V_{IL}$	Input Low Voltage (Except $\overline{EA}$ Pin of 8751H and 8751H-8)	-0.5	0.8	V	
$V_{IL1}$	Input Low Voltage to $\overline{EA}$ Pin of 8751H and 8751H-8	0	0.7	V	
$V_{IH}$	Input High Voltage (Except XTAL2, RST)	2.0	$V_{CC} + 0.5$	V	
$V_{IH1}$	Input High Voltage to XTAL2, RST	2.5	$V_{CC} + 0.5$	V	XTAL1 = $V_{SS}$
$V_{IH2}$	Input High Voltage to $\overline{EA}$ pin of 8751BH and 8752BH	4.5	5.5V		
$V_{OL}$	Output Low Voltage (Ports 1, 2, 3)*		0.45	V	$I_{OL} = 1.6 \text{ mA}$
$V_{OL1}$	Output Low Voltage (Port 0, ALE, $\overline{PSEN}$ )* 8751H, 8751H-8  All Others		0.60	V	$I_{OL} = 3.2 \text{ mA}$
			0.45	V	$I_{OL} = 2.4 \text{ mA}$
			0.45	V	$I_{OL} = 3.2 \text{ mA}$
$V_{OH}$	Output High Voltage (Ports 1, 2, 3, ALE, $\overline{PSEN}$ )	2.4		V	$I_{OH} = -80 \mu\text{A}$
$V_{OH1}$	Output High Voltage (Port 0 in External Bus Mode)	2.4		V	$I_{OH} = -400 \mu\text{A}$
$I_{IL}$	Logical 0 Input Current (Ports 1, 2, 3, and RST)		-500	$\mu\text{A}$	$V_{IN} = 0.45\text{V}$
$I_{IL1}$	Logical 0 Input Current ( $\overline{EA}$ ) 8751H and 8751H-8 8751BH 8752BH		-15	mA	$V_{IN} = 0.45\text{V}$
			-10	mA	$V_{IN} = V_{SS}$
				mA	$V_{IN} = V_{SS}$
			0.5	mA	$V_{IN} = V_{SS}$

## DC CHARACTERISTICS (Over Operating Conditions)

All parameter values apply to all devices unless otherwise indicated (Continued)

Symbol	Parameter	Min	Max	Units	Test Conditions
$I_{IL2}$	Logical 0 Input Current (XTAL2)		-3.2	mA	$V_{IN} = 0.45V$
$I_{LI}$	Input Leakage Current (Port 0) 8751H and 8751H-8 All Others		$\pm 100$ $\pm 10$	$\mu A$ $\mu A$	$0.45 \leq V_{IN} \leq V_{CC}$ $0.45 \leq V_{IN} \leq V_{CC}$
$I_{IH}$	Logical 1 Input Current ( $\overline{EA}$ ) 8751H and 8751H-8 8751BH/8752BH		500 1	$\mu A$ mA	$V_{IN} = 2.4V$ $4.5V < V_{IN} < 5.5V$
$I_{IH1}$	Input Current to RST to Activate Reset		500	$\mu A$	$V_{IN} < (V_{CC} - 1.5V)$
$I_{CC}$	Power Supply Current: 8031AH/8051AH/8051AHP 8032AH/8052AH/8751BH/8752BH 8751H/8751H-8		125 175 250	mA mA mA	All Outputs Disconnected; $\overline{EA} = V_{CC}$
$C_{IO}$	Pin Capacitance		10	pF	Test freq = 1 MHz

## NOTES:

1. Capacitive loading on Ports 0 and 2 may cause spurious noise pulses to be superimposed on the  $V_{OL}$ s of ALE/ $\overline{PROG}$  and Ports 1 and 3. The noise is due to external bus capacitance discharging into the Port 0 and Port 2 pins when these pins make 1-to-0 transitions during bus operations. In the worst cases (capacitive loading > 100 pF), the noise pulse on the ALE/ $\overline{PROG}$  pin may exceed 0.9V. In such cases it may be desirable to qualify ALE with a Schmitt Trigger, or use an address latch with a Schmitt Trigger STROBE input.

2. ALE/ $\overline{PROG}$  refers to a pin on the 8751BH. ALE refers to a timing signal that is output on the ALE/ $\overline{PROG}$  pin.

3. Under steady state (non-transient) conditions,  $I_{OL}$  must be externally limited as follows:

Maximum  $I_{OL}$  per port pin: 10 mA

Maximum  $I_{OL}$  per 8-bit port -

Port 0: 26 mA

Ports 1, 2, and 3: 15 mA

Maximum total  $I_{OL}$  for all output pins: 71 mA

If  $I_{OL}$  exceeds the test condition,  $V_{OL}$  may exceed the related specification. Pins are not guaranteed to sink current greater than the listed test conditions.



**EXPLANATION OF THE AC SYMBOLS**

Each timing symbol has 5 characters. The first character is always a 'T' (stands for time). The other characters, depending on their positions, stand for the name of a signal or the logical status of that signal. The following is a list of all the characters and what they stand for.

- A: Address
- C: Clock
- D: Input Data
- H: Logic level HIGH
- I: Instruction (program memory contents)

- L: Logic level LOW, or ALE
- P: PSEN
- Q: Output data
- R: RD signal
- T: Time
- V: Valid
- W: WR signal
- X: No longer a valid logic level
- Z: Float

For example,

- TAVLL = Time from Address Valid to ALE Low.
- TLLPL = Time from ALE Low to PSEN Low.

**AC CHARACTERISTICS** (Under Operating Conditions; Load Capacitance for Port 0, ALE/P $\overline{P}ROG$ , and PSEN = 100 pF; Load Capacitance for All Other Outputs = 80 pF)

**EXTERNAL PROGRAM MEMORY CHARACTERISTICS**

Symbol	Parameter	12 MHz Oscillator		Variable Oscillator		Units
		Min	Max	Min	Max	
1/TCLCL	Oscillator Frequency			3.5	12.0	MHz
TLHLL	ALE Pulse Width	127		2TCLCL - 40		ns
TAVLL	Address Valid to ALE Low	43		TCLCL - 40		ns
TLLAX	Address Hold after ALE Low	48		TCLCL - 35		ns
TLLIV	ALE Low to Valid Instr In 8751H		183		4TCLCL - 150	ns
	All Others		232		4TCLCL - 100	ns
TLLPL	ALE Low to PSEN Low	58		TCLCL - 25		ns
TPLPH	PSEN Pulse Width 8751H	190		3TCLCL - 60		ns
	All Others	215		3TCLCL - 35		ns
TPLIV	PSEN Low to Valid Instr In 8751H		100		3TCLCL - 150	ns
	All Others		125		3TCLCL - 125	ns
TPXIX	Input Instr Hold after PSEN	0		0		ns
TPXIZ	Input Instr Float after PSEN		63		TCLCL - 20	ns
TPXAV	PSEN to Address Valid	75		TCLCL - 8		ns
TAVIV	Address to Valid Instr In 8751H		267		5TCLCL - 150	ns
	All Others		302		5TCLCL - 115	ns
TPLAZ	PSEN Low to Address Float		20		20	ns
TRLRH	RD Pulse Width	400		6TCLCL - 100		ns
TWLWH	WR Pulse Width	400		6TCLCL - 100		ns
TRLDV	RD Low to Valid Data In		252		5TCLCL - 165	ns
TRHDX	Data Hold after RD	0		0		ns
TRHDZ	Data Float after RD		97		2TCLCL - 70	ns
TLLDV	ALE Low to Valid Data In		517		8TCLCL - 150	ns
TAVDV	Address to Valid Data In		585		9TCLCL - 165	ns



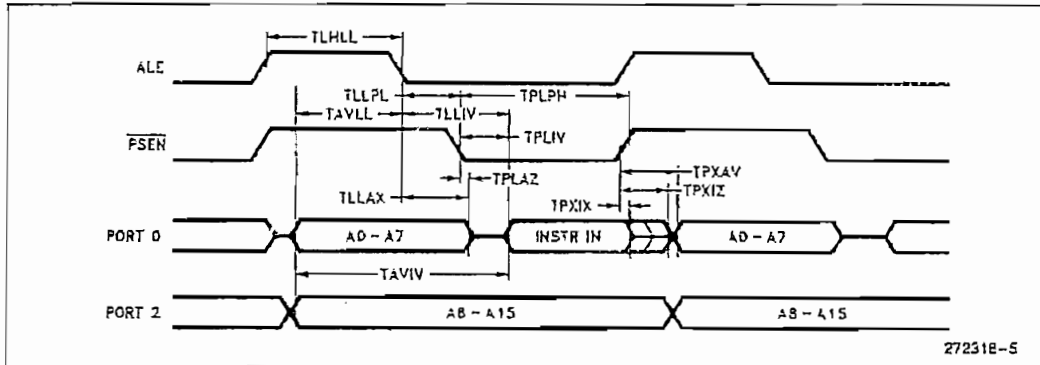
## EXTERNAL PROGRAM MEMORY CHARACTERISTICS (Continued)

Symbol	Parameter	12 MHz Oscillator		Variable Oscillator		Units
		Min	Max	Min	Max	
TLLWL	ALE Low to $\overline{RD}$ or $\overline{WR}$ Low	200	300	$3TCLCL - 50$	$3TCLCL + 50$	ns
TAVWL	Address to $\overline{RD}$ or $\overline{WR}$ Low	203		$4TCLCL - 130$		ns
TOVWX	Data Valid to $\overline{WR}$ Transition					
	8751H	13		$TCLCL - 70$		ns
	All Others	23		$TCLCL - 60$		ns
TOVWH	Data Valid to $\overline{WR}$ High	433		$7TCLCL - 150$		ns
TWHOX	Data Hold after $\overline{WR}$	33		$TCLCL - 50$		ns
TRLAZ	$\overline{RD}$ Low to Address Float		20		20	ns
TWHLH	$\overline{RD}$ or $\overline{WR}$ High to ALE High					
	8751H	33	133	$TCLCL - 50$	$TCLCL - 50$	ns
	All Others	43	123	$TCLCL - 40$	$TCLCL + 40$	ns

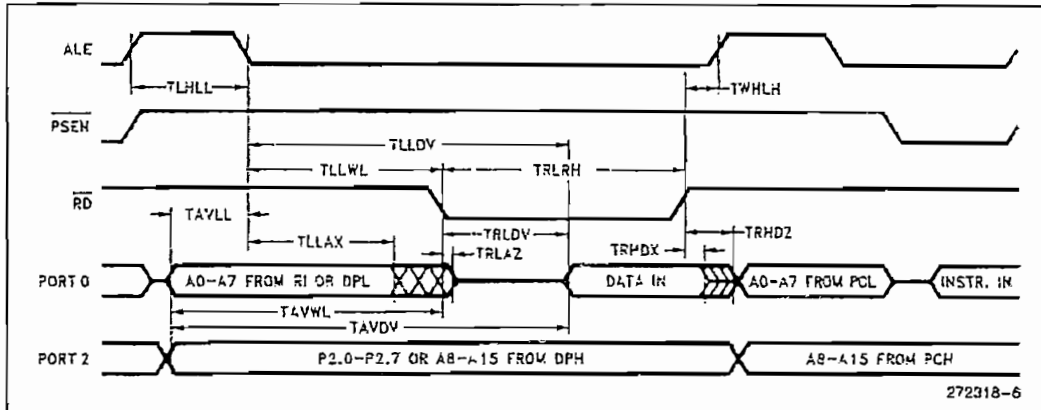
## NOTE:

\*The 8751H-8 is identical to the 8751H but only operates up to 8 MHz. When calculating the AC Characteristics for the 8751H-8, use the 8751H formula for variable oscillators.

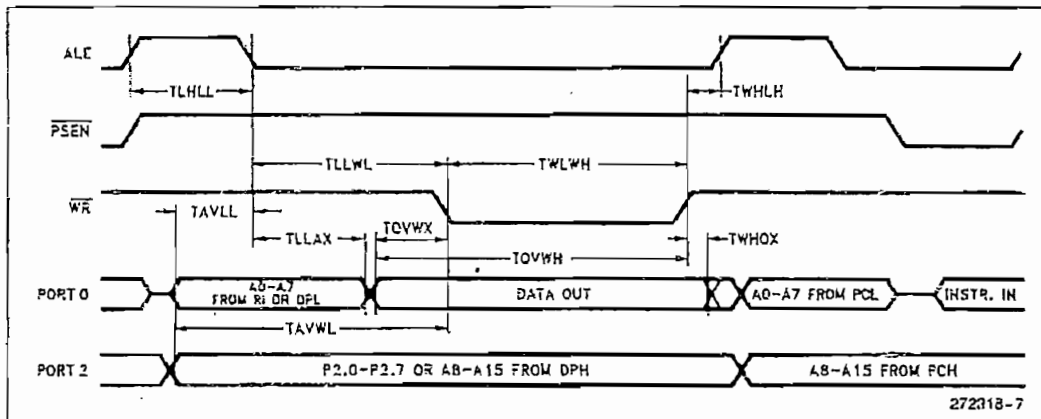
**EXTERNAL PROGRAM MEMORY READ CYCLE**



**EXTERNAL DATA MEMORY READ CYCLE**



**EXTERNAL DATA MEMORY WRITE CYCLE**



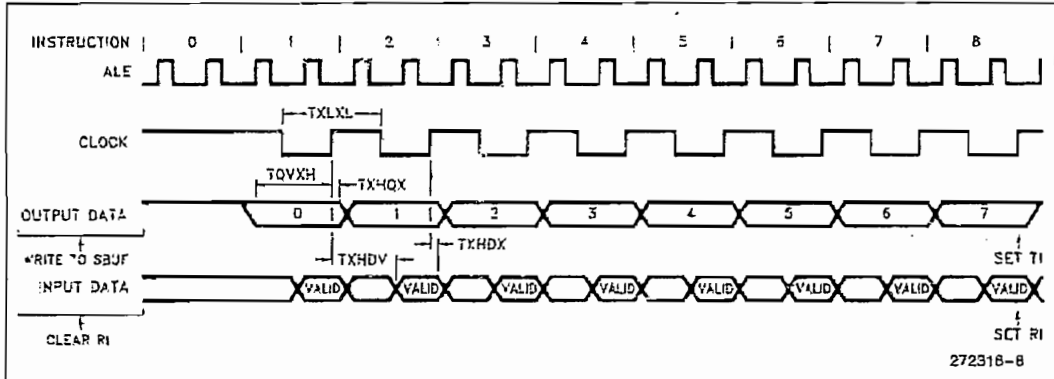


**SERIAL PORT TIMING—SHIFT REGISTER MODE**

Test Conditions: Over Operating Conditions; Load Capacitance = 80 pF

Symbol	Parameter	12 MHz Oscillator		Variable Oscillator		Units
		Min	Max	Min	Max	
TXLXL	Serial Port Clock Cycle Time	1.0		12TCLCL		μs
TQVXH	Output Data Setup to Clock Rising Edge	700		10TCLCL - 133		ns
TXHOX	Output Data Hold after Clock Rising Edge	50		2TCLCL - 117		ns
TXHDX	Input Data Hold after Clock Rising Edge	0		0		ns
TXHDV	Clock Rising Edge to Input Data Valid		700		10TCLCL - 133	ns

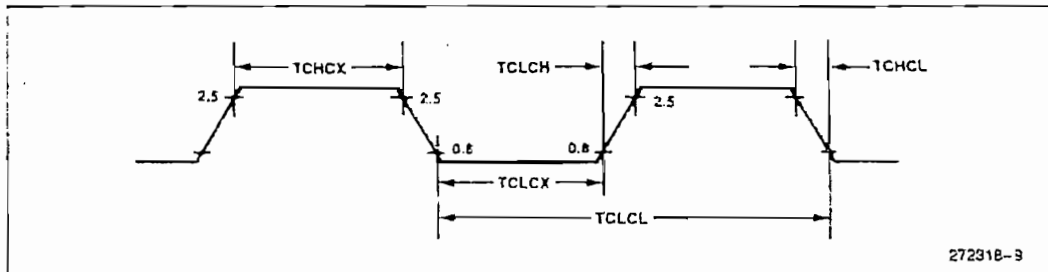
**SHIFT REGISTER MODE TIMING WAVEFORMS**



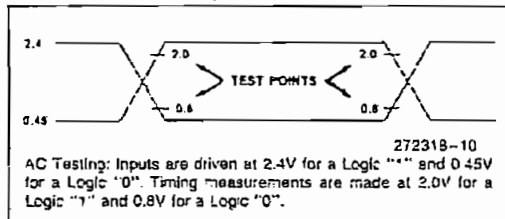
**EXTERNAL CLOCK DRIVE**

Symbol	Parameter	Min	Max	Units
1/TCLCL	Oscillator Frequency (except 8751H-8)	3.5	12	MHz
		3.5	8	MHz
TCHCX	High Time	20		ns
TCLCX	Low Time	20		ns
TCLCH	Rise Time		20	ns
TCHCL	Fall Time		20	ns

**EXTERNAL CLOCK DRIVE WAVEFORM**



**AC TESTING INPUT, OUTPUT WAVEFORM**



# NMC27C64

## 65,536-Bit (8192 x 8) CMOS EPROM

### General Description

The NMC27C64 is a 64K UV erasable, electrically reprogrammable and one-time programmable (OTP) CMOS EPROM ideally suited for applications where fast turnaround, pattern experimentation and low power consumption are important requirements.

The NMC27C64 is designed to operate with a single +5V power supply with  $\pm 10\%$  tolerance. The CMOS design allows the part to operate over extended and military temperature ranges.

The NMC27C64Q is packaged in a 28-pin dual-in-line package with a quartz window. The quartz window allows the user to expose the chip to ultraviolet light to erase the bit pattern. A new pattern can then be written electrically into the device by following the programming procedure.

The NMC27C64N is packaged in a 28-pin dual-in-line plastic molded package without a transparent lid. This part is ideally

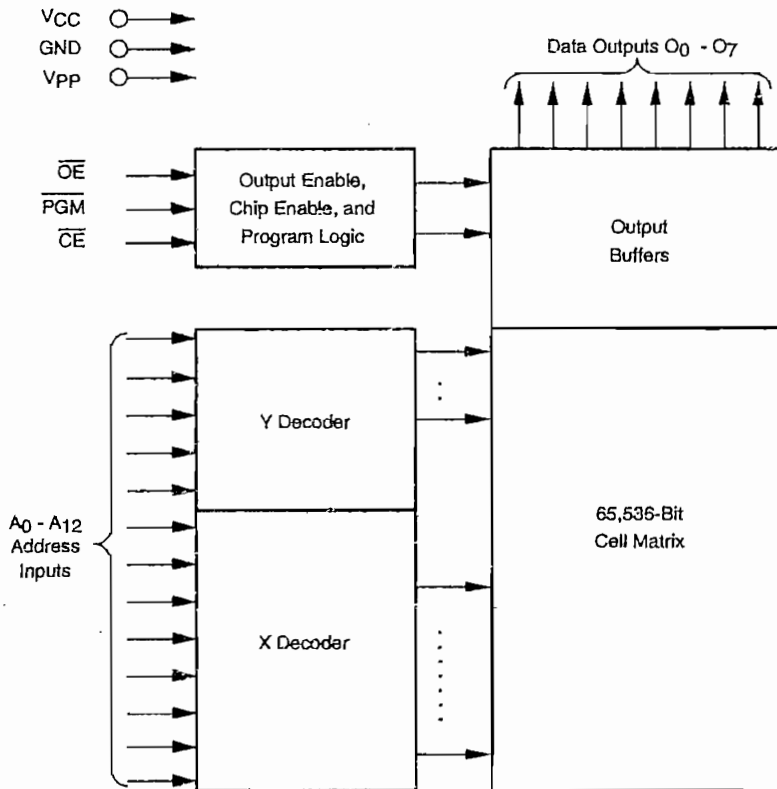
suited for high volume production applications where cost is an important factor and programming only needs to be done once.

This family of EPROMs are fabricated with Fairchild's proprietary, time proven CMOS double-poly silicon gate technology which combines high performance and high density with low power consumption and excellent reliability.

### Features

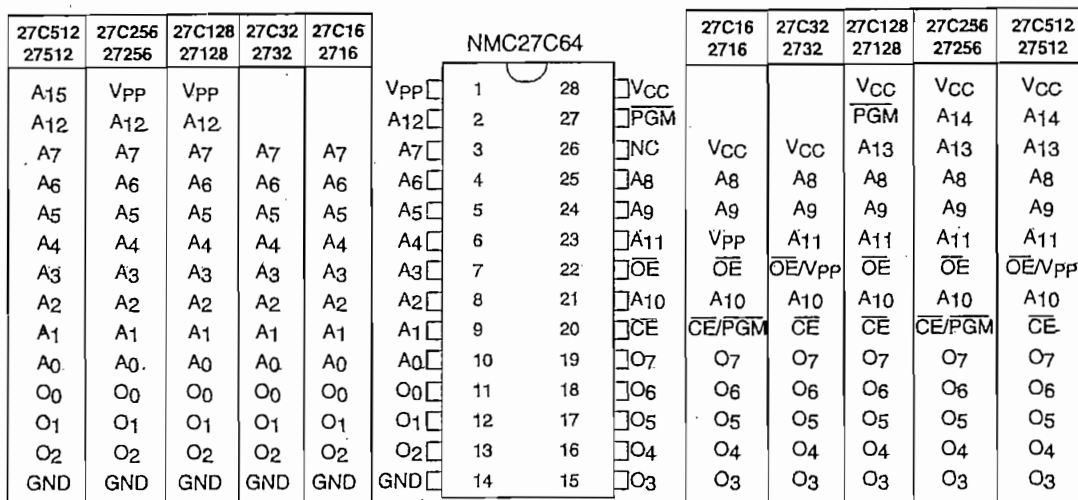
- High performance CMOS
  - 150 ns access time
- JEDEC standard pin configuration
  - 28-pin Plastic DIP package
  - 28-pin CERDIP package
- Drop-in replacement for 27C64 or 2764
- Manufacturers identification code

### Block Diagram



DS008634-1

## Connection Diagram



Note: Socket compatible EPROM pin configurations are shown in the blocks adjacent to the NMC27C64 pins.

DS008834-2

## Pin Names

A0–A12	Addresses
$\overline{CE}$	Chip Enable
$\overline{OE}$	Output Enable
O <sub>0</sub> –O <sub>7</sub>	Outputs
PGM	Program
NC	No Connect
V <sub>PP</sub>	Programming Voltage
V <sub>CC</sub>	Power Supply
GND	Ground

## Commercial Temperature Range $V_{CC} = 5V \pm 10\%$

Parameter/Order Number	Access Time (ns)
NMC27C64Q, N 150	150
NMC27C64Q, N 200	200

## Extended Temp Range (-40°C to +85°C) $V_{CC} = 5V \pm 10\%$

Parameter/Order Number	Access Time (ns)
NMC27C64QE, NE200	200

### Absolute Maximum Ratings (Note 1)

Temperature Under Bias	-55°C to +125°C
Storage Temperature	-65°C to +150°C
All Input Voltages except A9 with Respect to Ground (Note 10)	+6.5V to -0.6V
All Output Voltages with Respect to Ground (Note 10)	$V_{CC} + 1.0V$ to GND -0.6V
$V_{PP}$ Supply Voltage and A9 with Respect to Ground During Programming	+14.0V to -0.6V
$V_{CC}$ Supply Voltage with Respect to Ground	+7.0V to -0.6V

Power Dissipation	1.0W
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	300°C
ESD Rating (MIL Spec 883C, Method 3015.2)	2000V

### Operating Conditions (Note 7)

Temperature Range	
NMC27C64Q 150, 200	0°C to +70°C
NMC27C64N 150, 200	
NMC27C84QE 200	-40°C to +85°C
NMC27C84NE 200	
$V_{CC}$ Power Supply	+5V ±10%

## READ OPERATION

### DC Electrical Characteristics

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
$I_{LI}$	Input Load Current	$V_{IN} = V_{CC}$ or GND			10	$\mu A$
$I_{LO}$	Output Leakage Current	$V_{OUT} = V_{CC}$ or GND, $\overline{CE} = V_{IH}$			10	$\mu A$
$I_{CC1}$ (Note 9)	$V_{CC}$ Current (Active) TTL Inputs	$\overline{CE} = V_{IL}$ , $f = 5$ MHz Inputs = $V_{IH}$ or $V_{IL}$ , I/O = 0 mA		5	20	mA
$I_{CC2}$ (Note 9)	$V_{CC}$ Current (Active) CMOS Inputs	$\overline{CE} = GND$ , $f = 5$ MHz Inputs = $V_{CC}$ or GND, I/O = 0 mA		3	10	mA
$I_{CCSB1}$	$V_{CC}$ Current (Standby) TTL Inputs	$\overline{CE} = V_{IH}$		0.1	1	mA
$I_{CCSB2}$	$V_{CC}$ Current (Standby) CMOS Inputs	$\overline{CE} = V_{CC}$		0.5	100	$\mu A$
$I_{PP}$	VPP Load Current	$V_{PP} = V_{CC}$		10	$\mu A$	
$V_{IL}$	Input Low Voltage		-0.1		0.8	V
$V_{IH}$	Input High Voltage		2.0		$V_{CC} + 1$	V
$V_{OL1}$	Output Low Voltage	$I_{OL} = 2.1$ mA			0.45	V
$V_{OH1}$	Output High Voltage	$I_{OH} = -400$ $\mu A$	2.4			V
$V_{OL2}$	Output Low Voltage	$I_{OL} = 0$ $\mu A$			0.1	V
$V_{OH2}$	Output High Voltage	$I_{OH} = 0$ $\mu A$	$V_{CC} - 0.1$			V

### AC Electrical Characteristics

Symbol	Parameter	Conditions	NMC27C64				Units
			150		200, E200		
			Min	Max	Min	Max	
$t_{ACC}$	Address to Output Delay	$\overline{CE} = \overline{OE} = V_{IL}$ PGM = $V_{IH}$		150		200	ns
$t_{CE}$	$\overline{CE}$ to Output Delay	$\overline{OE} = V_{IL}$ , PGM = $V_{IH}$		150		200	ns
$t_{OE}$	$\overline{OE}$ to Output Delay	$\overline{CE} = V_{IL}$ , PGM = $V_{IH}$		60		60	ns
$t_{DF}$	$\overline{OE}$ High to Output Float	$\overline{CE} = V_{IL}$ , PGM = $V_{IH}$	0	60	0	60	ns
$t_{CF}$	$\overline{CE}$ High to Output Float	$\overline{OE} = V_{IL}$ , PGM = $V_{IH}$	0	60	0	60	ns
$t_{OH}$	Output Hold from Addresses, $\overline{CE}$ or $\overline{OE}$ , Whichever Occurred First	$\overline{CE} = \overline{OE} = V_{IL}$ PGM = $V_{IH}$	0		0		ns

**Capacitance** TA = +25°C, f = 1 MHz (Note 2) NMC27C64Q

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	Max	Units
C <sub>IN</sub>	Input Capacitance	V <sub>IN</sub> = 0V	6	8	pF
C <sub>OUT</sub>	Output Capacitance	V <sub>OUT</sub> = 0V	9	12	pF

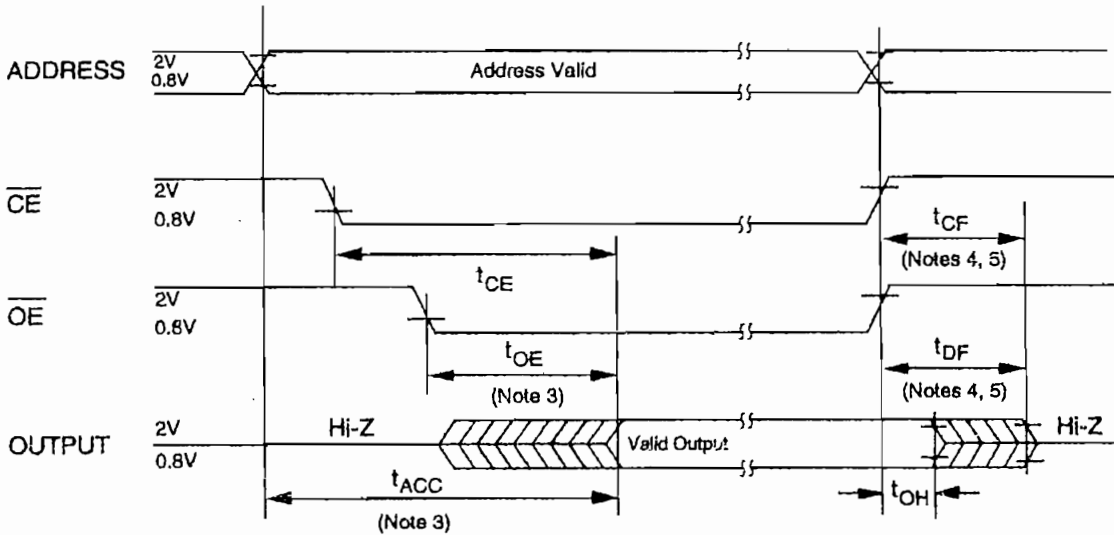
**Capacitance** TA = +25°C, f = 1 MHz (Note 2) NMC27C64N

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	Max	Units
C <sub>IN</sub>	Input Capacitance	V <sub>IN</sub> = 0V	5	10	pF
C <sub>OUT</sub>	Output Capacitance	V <sub>OUT</sub> = 0V	8	10	pF

**AC Test Conditions**

Output Load            1 TTL Gate and C<sub>L</sub> = 100 pF (Note 8)  
 Input Rise and Fall Times            ≤5 ns  
 Input Pulse Levels                    0.45V to 2.4V  
 Timing Measurement Reference Level  
   Inputs                                0.8V and 2V  
   Outputs                                0.8V and 2V

**AC Waveforms** (Note 6) (Note 9)



**Note 1:** Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

**Note 2:** This parameter is only sampled and is not 100% tested.

**Note 3:** OE may be delayed up to t<sub>ACC</sub> - t<sub>OE</sub> after the falling edge of CE without impacting t<sub>ACC</sub>.

**Note 4:** The t<sub>DF</sub> and t<sub>CF</sub> compare level is determined as follows:  
 High to TRI-STATE  $\Phi$ , the measured V<sub>OH</sub> (DC), 0.10V;  
 Low to TRI-STATE, the measured V<sub>OL</sub> (DC) + 0.10V.

**Note 5:** TRI-STATE may be attained using OE or CE.

**Note 6:** The power switching characteristics of EPROMs require careful device decoupling. It is recommended that at least a 0.1  $\mu$ F ceramic capacitor be used on every device between V<sub>CC</sub> and GND.

**Note 7:** The outputs must be restricted to V<sub>CC</sub> + 1.0V to avoid latch-up and device damage.

**Note 8:** 1 TTL Gate: I<sub>OL</sub> = 1.6 mA, I<sub>OH</sub> = -400  $\mu$ A.

C<sub>L</sub>: 100 pF includes fixture capacitance.

**Note 9:** V<sub>PP</sub> may be connected to V<sub>CC</sub> except during programming.

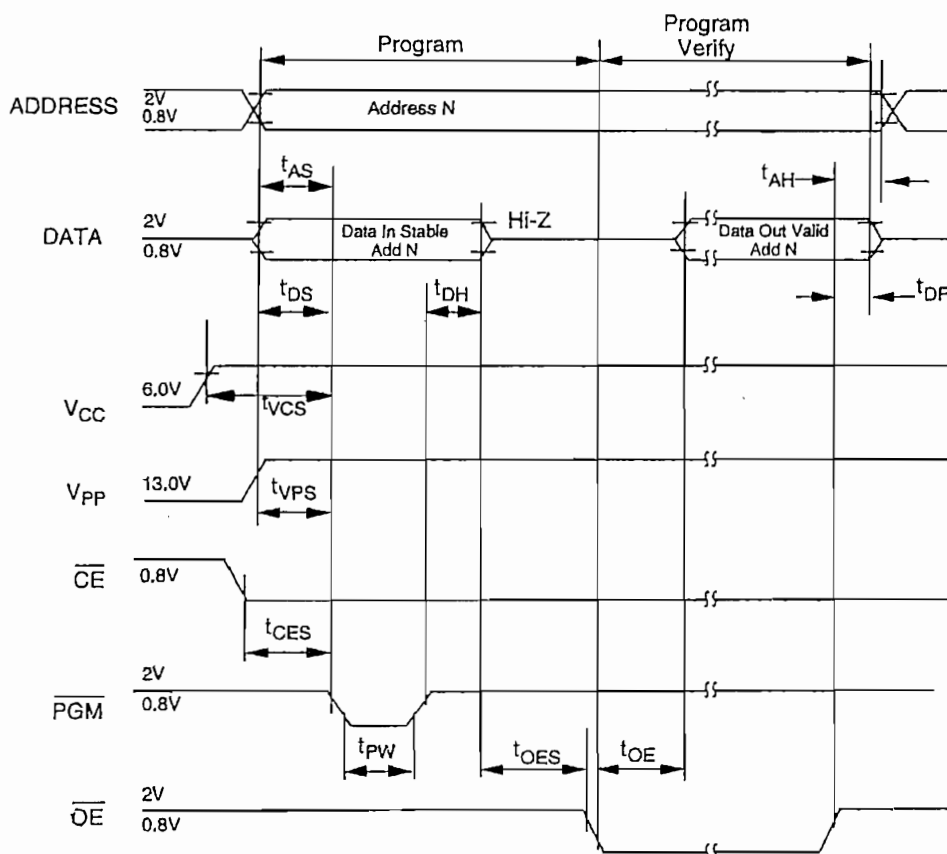
**Note 10:** Inputs and outputs can undershoot to -2.0V for 20 ns Max.



## Programming Characteristics (Note 11) (Note 12) (Note 13) (Note 14)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
$t_{AS}$	Address Setup Time		2			$\mu$ s
$t_{OES}$	$\overline{OE}$ Setup Time		2			$\mu$ s
$t_{CES}$	CE Setup Time		2			$\mu$ s
$t_{DS}$	Data Setup Time		2			$\mu$ s
$t_{VPS}$	$V_{PP}$ Setup Time		2			$\mu$ s
$t_{VCS}$	$V_{CC}$ Setup Time		2			$\mu$ s
$t_{AH}$	Address Hold Time		0			$\mu$ s
$t_{DH}$	Data Hold Time		2			$\mu$ s
$t_{DF}$	Output Enable to Output Float Delay	$\overline{CE} = V_{IL}$	0		130	ns
$t_{PW}$	Program Pulse Width		0.45	0.5	0.55	ms
$t_{OE}$	Data Valid from $\overline{OE}$	$\overline{CE} = V_{IL}$			150	ns
$I_{PP}$	$V_{PP}$ Supply Current During Programming Pulse	$\overline{CE} = V_{IL}$ $PGM = V_{IL}$			30	mA
$I_{CC}$	$V_{CC}$ Supply Current				10	mA
$T_A$	Temperature Ambient		20	25	30	$^{\circ}$ C
$V_{CC}$	Power Supply Voltage		5.75	6.0	6.25	V
$V_{PP}$	Programming Supply Voltage		12.2	13.0	13.3	V
$t_{FR}$	Input Rise, Fall Time		5			ns
$V_{IL}$	Input Low Voltage			0.0	0.45	V
$V_{IH}$	Input High Voltage		2.4	4.0		V
$t_{IN}$	Input Timing Reference Voltage		0.8	1.5	2.0	V
$t_{OUT}$	Output Timing Reference Voltage		0.8	1.5	2.0	V

### Programming Waveforms (Note 13)



**Note 11:** Fairchild's standard product warranty applies to devices programmed to specifications described herein.

**Note 12:** V<sub>CC</sub> must be applied simultaneously or before V<sub>PP</sub> and removed simultaneously or after V<sub>PP</sub>. The EPROM must not be inserted into or removed from a board with voltage applied to V<sub>PP</sub> or V<sub>CC</sub>.

**Note 13:** The maximum absolute allowable voltage which may be applied to the V<sub>PP</sub> pin during programming is 14V. Care must be taken when switching the V<sub>PP</sub> supply to prevent any overshoot from exceeding this 14V maximum specification. At least a 0.1 μF capacitor is required across V<sub>PP</sub>, V<sub>CC</sub> to GND to suppress spurious voltage transients which may damage the device.

**Note 14:** Programming and program verify are tested with the interactive Program Algorithm, at typical power supply voltages and timings.

### Fast Programming Algorithm Flow Chart

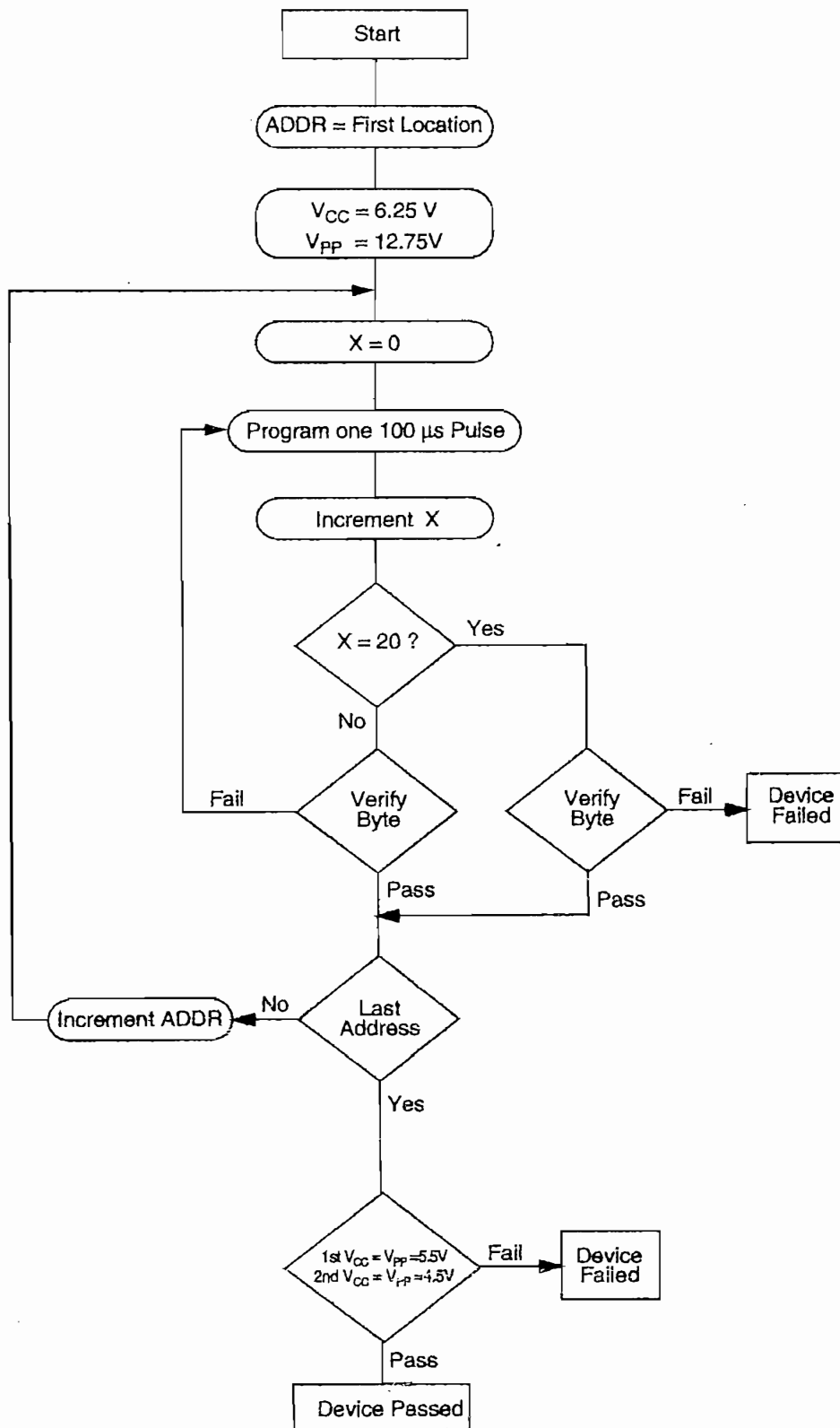


FIGURE 1.

## Functional Description

### DEVICE OPERATION

The six modes of operation of the NMC27C64 are listed in Table 1. It should be noted that all inputs for the six modes are at TTL levels. The power supplies required are  $V_{CC}$  and  $V_{PP}$ . The  $V_{PP}$  power supply must be at 12.75V during the three programming modes, and must be at 5V in the other three modes. The  $V_{CC}$  power supply must be at 6V during the three programming modes, and at 5V in the other three modes.

#### Read Mode

The NMC27C64 has two control functions, both of which must be logically active in order to obtain data at the outputs. Chip Enable ( $\overline{CE}$ ) is the power control and should be used for device selection. Output Enable ( $\overline{OE}$ ) is the output control and should be used to gate data to the output pins, independent of device selection. The programming pin ( $\overline{PGM}$ ) should be at  $V_{IH}$  except during programming. Assuming that addresses are stable, address access time ( $t_{ACC}$ ) is equal to the delay from  $\overline{CE}$  to output ( $t_{CE}$ ). Data is available at the outputs  $t_{OE}$  after the falling edge of  $\overline{OE}$ , assuming that  $\overline{CE}$  has been low and addresses have been stable for at least  $t_{ACC} - t_{OE}$ .

The sense amps are clocked for fast access time.  $V_{CC}$  should therefore be maintained at operating voltage during read and verify. If  $V_{CC}$  temporarily drops below the spec. voltage (but not to ground) an address transition must be performed after the drop to insure proper output data.

#### Standby Mode

The NMC27C64 has a standby mode which reduces the active power dissipation by 99%, from 55 mW to 0.55 mW. The NMC27C64 is placed in the standby mode by applying a CMOS high signal to the  $\overline{CE}$  input. When in standby mode, the outputs are in a high impedance state, independent of the  $\overline{OE}$  input.

#### Output OR-Tying

Because NMC27C64s are usually used in larger memory arrays, Fairchild has provided a 2-line control function that accommodates this use of multiple memory connections. The 2-line control function allows for:

1. the lowest possible memory power dissipation, and
2. complete assurance that output bus contention will not occur.

To most efficiently use these two control lines, it is recommended that  $\overline{CE}$  (pin 20) be decoded and used as the primary device selecting function, while  $\overline{OE}$  (pin 22) be made a common connection to all devices in the array and connected to the READ line from the system control bus. This assures that all deselected memory devices are in their low power standby modes and that the output pins are active only when data is desired from a particular memory device.

#### Programming

**CAUTION:** Exceeding 14V on pin 1 ( $V_{PP}$ ) will damage the NMC27C64.

Initially, all bits of the NMC27C64 are in the "1" state. Data is introduced by selectively programming "0s" into the desired bit locations. Although only "0s" will be programmed, both "1s" and "0s" can be presented in the data word. A "0" cannot be changed to a "1" once the bit has been programmed.

The NMC27C64 is in the programming mode when the  $V_{PP}$  power supply is at 12.75V and  $\overline{OE}$  is at  $V_{IH}$ . It is required that at least a 0.1  $\mu$ F capacitor be placed across  $V_{PP}$ ,  $V_{CC}$  to ground to suppress spurious voltage transients which may damage the device. The data to be programmed is applied 8 bits in parallel to the data output pins. The levels required for the address and data inputs are TTL.

For programming,  $\overline{CE}$  should be kept TTL low at all times while  $V_{PP}$  is kept at 12.75V.

When the address and data are stable, an active low, TTL program pulse is applied to the  $\overline{PGM}$  input. A program pulse must be applied at each address location to be programmed. The NMC27C64 is programmed with the Fast Programming Algorithm shown in Figure 1. Each address is programmed with a series of 100  $\mu$ s pulses until it verifies good, up to a maximum of 25 pulses. Most memory cells will program with a single 100  $\mu$ s pulse. The NMC27C64 must not be programmed with a DC signal applied to the  $\overline{PGM}$  input.

Programming multiple NMC27C64s in parallel with the same data can be easily accomplished due to the simplicity of the programming requirements. Like inputs of the paralleled NMC27C64s may be connected together when they are programmed with the same data. A low level TTL pulse applied to the  $\overline{PGM}$  input programs the paralleled NMC27C64s. If an application requires erasing and reprogramming, the NMC27C64Q UV erasable PROM in a windowed package should be used.

**TABLE 1. Mode Selection**

Mode	Pins	$\overline{CE}$ (20)	$\overline{OE}$ (22)	$\overline{PGM}$ (27)	$V_{PP}$ (1)	$V_{CC}$ (28)	Outputs (11-13, 15-19)
Read		$V_{IL}$	$V_{IL}$	$V_{IH}$	5V	5V	$D_{OUT}$
Standby		$V_{IH}$	Don't Care	Don't Care	5V	5V	Hi-Z
Output Disable		Don't Care	$V_{IH}$	$V_{IH}$	5V	5V	Hi-Z
Program		$V_{IL}$	$V_{IH}$		13V	6V	$D_{IN}$
Program Verify		$V_{IL}$	$V_{IL}$	$V_{IH}$	13V	6V	$D_{OUT}$
Program Inhibit		$V_{IH}$	Don't Care	Don't Care	13V	6V	Hi-Z

## Functional Description (Continued)

### Program Inhibit

Programming multiple NMC27C64s in parallel with different data is also easily accomplished. Except for CE all like inputs (including OE and PGM) of the parallel NMC27C64 may be common. A TTL low level program pulse applied to an NMC27C64's PGM input with CE at  $V_{IL}$  and  $V_{PP}$  at 13.0V will program that NMC27C64. A TTL high level CE input inhibits the other NMC27C64s from being programmed.

### Program Verify

A verify should be performed on the programmed bits to determine whether they were correctly programmed. The verify may be performed with  $V_{PP}$  at 13.0V.  $V_{PP}$  must be at  $V_{CC}$ , except during programming and program verify.

### MANUFACTURER'S IDENTIFICATION CODE

The NMC27C64 has a manufacturer's identification code to aid in programming. The code, shown in Table 2, is two bytes wide and is stored in a ROM configuration on the chip. It identifies the manufacturer and the device type. The code for the NMC27C64 is "8FC2", where "8F" designates that it is made by Fairchild Semiconductor, and "C2" designates a 64k part.

The code is accessed by applying  $12V \pm 0.5V$  to address pin A9. Addresses A1-A8, A10-A12, CE, and OE are held at  $V_{IL}$ . Address A0 is held at  $V_{IL}$  for the manufacturer's code, and at  $V_{IH}$  for the device code. The code is read out on the 8 data pins. Proper code access is only guaranteed at  $25^\circ C \pm 5^\circ C$ .

The primary purpose of the manufacturer's identification code is automatic programming control. When the device is inserted in a EPROM programmer socket, the programmer reads the code and then automatically calls up the specific programming algorithm for the part. This automatic programming control is only possible with programmers which have the capability of reading the code.

### ERASURE CHARACTERISTICS

The erasure characteristics of the NMC27C64 are such that erasure begins to occur when exposed to light with wavelengths shorter than approximately 4000 Angstroms ( $\text{\AA}$ ). It should be noted that sunlight and certain types of fluorescent lamps have wavelengths in the 3000 $\text{\AA}$  - 4000 $\text{\AA}$  range.

After programming, opaque labels should be placed over the NMC27C64's window to prevent unintentional erasure. Covering the window will also prevent temporary functional failure due to the generation of photo currents.

The recommended erasure procedure for the NMC27C64 is exposure to short wave ultraviolet light which has a wavelength of 2537 Angstroms ( $\text{\AA}$ ). The integrated dose (i.e., UV intensity x exposure time) for erasure should be a minimum of 15W-sec/cm<sup>2</sup>.

The NMC27C64 should be placed within 1 inch of the lamp tubes during erasure. Some lamps have a filter on their tubes which should be removed before erasure.

An erasure system should be calibrated periodically. The distance from lamp to unit should be maintained at one inch. The erasure time increases as the square of the distance. (If distance is doubled the erasure time increases by a factor of 4.) Lamps lose intensity as they age. When a lamp is changed, the distance has changed or the lamp has aged, the system should be checked to make certain full erasure is occurring. Incomplete erasure will cause symptoms that can be misleading. Programmers, components, and even system designs have been erroneously suspected when incomplete erasure was the problem.

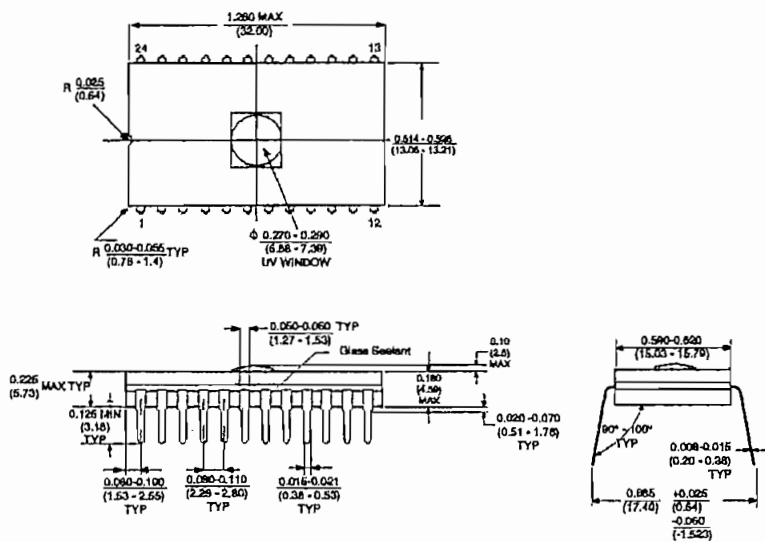
### SYSTEM CONSIDERATION

The power switching characteristics of EPROMs require careful decoupling of the devices. The supply current,  $I_{CC}$ , has three segments that are of interest to the system designer—the standby current level, the active current level, and the transient current peaks that are produced by voltage transitions on input pins. The magnitude of these transient current peaks is dependent on the output capacitance loading of the device. The associated  $V_{CC}$  transient voltage peaks can be suppressed by properly selected decoupling capacitors. It is recommended that at least a 0.1  $\mu F$  ceramic capacitor be used on every device between  $V_{CC}$  and GND. This should be a high frequency capacitor of low inherent inductance. In addition, at least a 4.7  $\mu F$  bulk electrolytic capacitor should be used between  $V_{CC}$  and GND for each eight devices. The bulk capacitor should be located near where the power supply is connected to the array. The purpose of the bulk capacitor is to overcome the voltage drop caused by the inductive effects of the PC board traces.

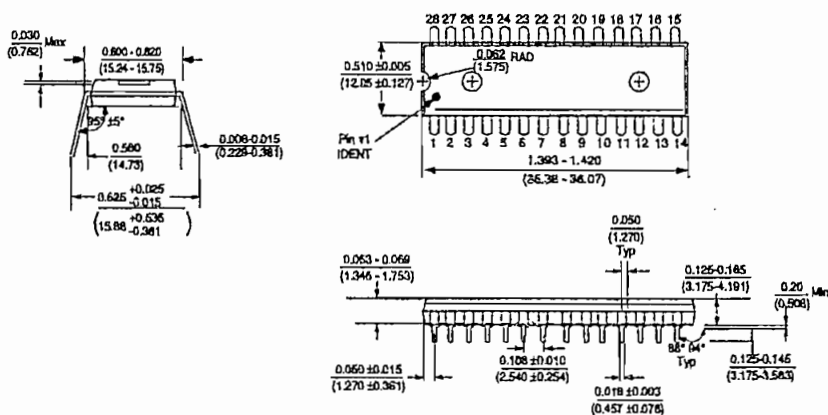
TABLE 2. Manufacturer's Identification Code

Pins	A0 (10)	O7 (19)	O6 (18)	O5 (17)	O4 (16)	O3 (15)	O2 (13)	O1 (12)	O0 (11)	Hex Data
Manufacturer Code	$V_{IL}$	1	0	0	0	1	1	1	1	8F
Device Code	$V_{IH}$	1	1	0	0	0	0	1	0	C2

**Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted**



**Dual-In-Line Package (Q)**  
**Order Number NMC27C64Q**  
**Package Number J28AQ**



**Dual-In-Line Package (N)**  
**Order Number NMC27C64N**  
**Package Number N28B**

**Life Support Policy**

Fairchild's products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without the express written approval of the President of Fairchild Semiconductor Corporation. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

Fairchild Semiconductor  
 America  
 Customer Response Center  
 Tel: 1-888-522-5372

Fairchild Semiconductor  
 Europe  
 Fax: +44 (0) 1793-856858  
 Deutsch Tel: +49 (0) 3141-6102-0  
 English Tel: +44 (0) 1793-856858  
 Français Tel: +33 (0) 1-6930-3696  
 Italiano Tel: +39 (0) 2-249111-1

Fairchild Semiconductor  
 Hong Kong  
 8/F, Room 808, Empire Centre  
 68 Mody Road, Tsimshatsui East  
 Kowloon, Hong Kong  
 Tel: +852-2722-8338  
 Fax: +852-2722-8363

Fairchild Semiconductor  
 Japan Ltd.  
 4F, Nazuma Bldg,  
 2-18-8, Yushima, Bunkyo-ku  
 Tokyo, 113-0034 Japan  
 Tel: 81-3-3818-8840  
 Fax: 81-3-3818-8841

Fairchild does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and Fairchild reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

# DM7414

## Hex Inverter with Schmitt Trigger Input

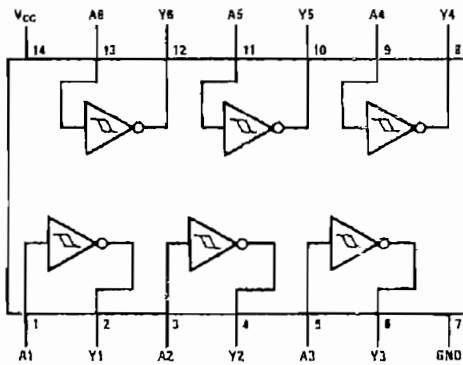
### General Description

This device contains six independent gates each of which performs the logic INVERT function. Each input has hysteresis which increases the noise immunity and transforms a slowly changing input signal to a fast changing, jitter free output.

### Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
DM7414N	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

### Connection Diagram



### Function Table

$$Y = \overline{A}$$

Input	Output
A	Y
L	H
H	L

H = HIGH Logic Level  
L = LOW Logic Level

DM7414 Hex Inverter with Schmitt Trigger Input

**Absolute Maximum Ratings**(Note 1)

Supply Voltage	7V
Input Voltage	5.5V
Operating Free Air Temperature Range	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Note 1: The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

**Recommended Operating Conditions**

Symbol	Parameter	Min	Nom	Max	Units
V <sub>CC</sub>	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
V <sub>T+</sub>	Positive-Going Input Threshold Voltage (Note 2)	1.5	1.7	2	V
V <sub>T-</sub>	Negative-Going Input Threshold Voltage (Note 2)	0.6	0.9	1.1	V
HYS	Input Hysteresis (Note 2)	0.4	0.8		V
I <sub>OH</sub>	High Level Output Current			-0.8	mA
I <sub>OL</sub>	Low Level Output Current			18	mA
T <sub>A</sub>	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

Note 2: V<sub>CC</sub> = 5V

**Electrical Characteristics**

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 3)	Max	Units
V <sub>I</sub>	Input Clamp Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>I</sub> = -12 mA			-1.5	V
V <sub>OH</sub>	HIGH Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OH</sub> = Max V <sub>I</sub> = V <sub>T-Min</sub>	2.4	3.4		V
V <sub>OL</sub>	LOW Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OL</sub> = Max V <sub>I</sub> = V <sub>T+Max</sub>		0.2	0.4	V
I <sub>T+</sub>	Input Current at Positive-Going Threshold	V <sub>CC</sub> = 5V, V <sub>I</sub> = V <sub>T+</sub>		-0.43		mA
I <sub>T-</sub>	Input Current at Negative-Going Threshold	V <sub>CC</sub> = 5V, V <sub>I</sub> = V <sub>T-</sub>		-0.56		mA
I <sub>I</sub>	Input Current @ Max Input Voltage	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 5.5V			1	mA
I <sub>IH</sub>	HIGH Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 2.4V			40	μA
I <sub>IL</sub>	LOW Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 0.4V			-1.2	mA
I <sub>OS</sub>	Short Circuit Output Current	V <sub>CC</sub> = Max (Note 4)	-18		-55	mA
I <sub>CCH</sub>	Supply Current with Outputs HIGH	V <sub>CC</sub> = Max		22	38	mA
I <sub>CCL</sub>	Supply Current with Outputs LOW	V <sub>CC</sub> = Max		39	60	mA

Note 3: All typicals are at V<sub>CC</sub> = 5V, T<sub>A</sub> = 25°C.

Note 4: Not more than one output should be shorted at a time.

**Switching Characteristics**

at V<sub>CC</sub> = 5V and T<sub>A</sub> = 25°C

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Max	Units
t <sub>PLH</sub>	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	C <sub>L</sub> = 15 pF R <sub>L</sub> = 400Ω		22	ns
t <sub>PHL</sub>	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output			22	ns

SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.

2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



## DM74LS373 • DM74LS374

### 3-STATE Octal D-Type Transparent Latches and Edge-Triggered Flip-Flops

#### General Description

These 8-bit registers feature totem-pole 3-STATE outputs designed specifically for driving highly-capacitive or relatively low-impedance loads. The high-impedance state and increased high-logic level drive provide these registers with the capability of being connected directly to and driving the bus lines in a bus-organized system without need for interface or pull-up components. They are particularly attractive for implementing buffer registers, I/O ports, bidirectional bus drivers, and working registers.

The eight latches of the DM74LS373 are transparent D-type latches meaning that while the enable (G) is HIGH the Q outputs will follow the data (D) inputs. When the enable is taken LOW the output will be latched at the level of the data that was set up.

The eight flip-flops of the DM74LS374 are edge-triggered D-type flip-flops. On the positive transition of the clock, the Q outputs will be set to the logic states that were set up at the D inputs.

A buffered output control input can be used to place the eight outputs in either a normal logic state (HIGH or LOW logic levels) or a high-impedance state. In the high-impedance state the outputs neither load nor drive the bus lines significantly.

The output control does not affect the internal operation of the latches or flip-flops. That is, the old data can be retained or new data can be entered even while the outputs are OFF.

#### Features

- Choice of 8 latches or 8 D-type flip-flops in a single package
- 3-STATE bus-driving outputs
- Full parallel-access for loading
- Buffered control inputs
- P-N-P inputs reduce D-C loading on data lines

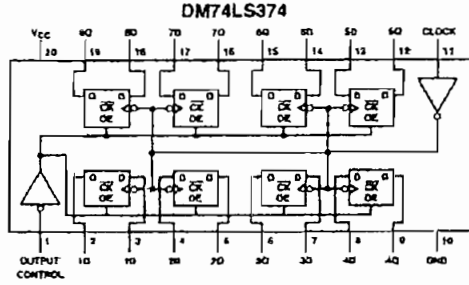
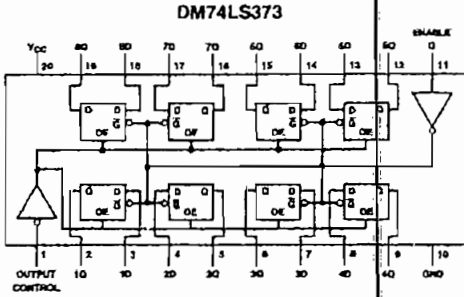
#### Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
DM74LS373WM	M20B	20-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-013, 0.300 Wide
DM74LS373SJ	M20D	20-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
DM74LS373N	N20A	20-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide
DM74LS374WM	M20B	20-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-013, 0.300 Wide
DM74LS374SJ	M20D	20-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
IDM29901NC	N20A	20-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

DM74LS373 • DM74LS374 3-STATE Octal D-Type Transparent Latches and Edge-Triggered Flip-Flops

Connection Diagrams



Function Tables

DM74LS373

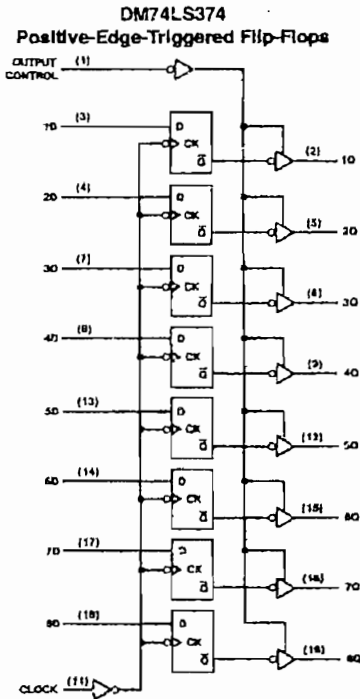
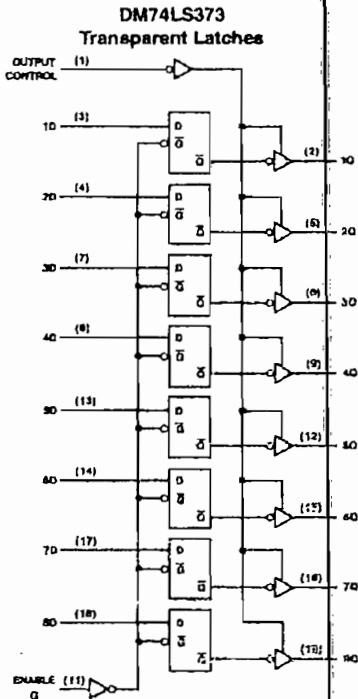
Output Control	Enable G	D	Output
L	H	H	H
L	H	L	L
L	L	X	Q <sub>0</sub>
H	X	X	Z

DM74LS374

Output Control	Clock	D	Output
L	↑	H	H
L	↑	L	L
L	L	X	Q <sub>0</sub>
H	X	X	Z

H = HIGH Level (Steady State) L = LOW Level (Steady State) X = Don't Care Z = High Impedance State  
 ↑ = Transition from LOW-to-HIGH level Q<sub>0</sub> = The level of the output before steady-state input conditions were established.

Logic Diagrams



**Absolute Maximum Ratings** (Note 1)

Supply Voltage	7V
Input Voltage	7V
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Operating Free Air Temperature Range	0°C to +70°C

Note 1: The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

**DM74LS373 Recommended Operating Conditions**

Symbol	Parameter	Min	Nom	Max	Units
$V_{CC}$	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
$V_{IH}$	HIGH Level Input Voltage	2			V
$V_{IL}$	LOW Level Input Voltage			0.8	V
$I_{OH}$	HIGH Level Output Current			-2.6	mA
$I_{OL}$	LOW Level Output Current			24	mA
$t_W$	Pulse Width (Note 3)	Enable HIGH	15		ns
		Enable LOW	15		
$t_{SU}$	Data Setup Time (Note 2) (Note 3)	5L			ns
$t_H$	Data Hold Time (Note 2) (Note 3)	20L			ns
$T_A$	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

Note 2: The symbol (L) indicates the falling edge of the clock pulse is used for reference.

Note 3:  $T_A = 25^\circ\text{C}$  and  $V_{CC} = 5\text{V}$ .

**DM74LS373 Electrical Characteristics**

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 4)	Max	Units
$V_I$	Input Clamp Voltage	$V_{CC} = \text{Min}$ , $I_I = -18\text{ mA}$			-1.5	V
$V_{OH}$	HIGH Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}$ , $I_{OH} = \text{Max}$	2.4	3.1		V
		$V_{IL} = \text{Max}$ , $V_{IH} = \text{Min}$				
$V_{OL}$	LOW Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}$ , $I_{OL} = \text{Max}$		0.35	0.5	V
		$V_{IL} = \text{Max}$ , $V_{IH} = \text{Min}$				
		$I_{OL} = 12\text{ mA}$ , $V_{CC} = \text{Min}$				
$I_I$	Input Current @ Max Input Voltage	$V_{CC} = \text{Max}$ , $V_I = 7\text{V}$			0.1	mA
$I_{IH}$	HIGH Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}$ , $V_I = 2.7\text{V}$			20	$\mu\text{A}$
$I_{IL}$	LOW Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}$ , $V_I = 0.4\text{V}$			-0.4	mA
$I_{OZH}$	Off-State Output Current with HIGH Level Output Voltage Applied	$V_{CC} = \text{Max}$ , $V_O = 2.7\text{V}$ $V_{IH} = \text{Min}$ , $V_{IL} = \text{Max}$			20	$\mu\text{A}$
$I_{OZL}$	Off-State Output Current with LOW Level Output Voltage Applied	$V_{CC} = \text{Max}$ , $V_O = 0.4\text{V}$ $V_{IH} = \text{Min}$ , $V_{IL} = \text{Max}$			-20	$\mu\text{A}$
$I_{OS}$	Short Circuit Output Current	$V_{CC} = \text{Max}$ (Note 5)	-50		-225	mA
$I_{CC}$	Supply Current	$V_{CC} = \text{Max}$ , $OC = 4.5\text{V}$ , $D_n, \text{Enable} = \text{GND}$		24	40	mA

Note 4: All typicals are at  $V_{CC} = 5\text{V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

Note 5: Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.

### DM74LS373 Switching Characteristics

at  $V_{CC} = 5V$  and  $T_A = 25^\circ C$

Symbol	Parameter	From (Input) To (Output)	$R_L = 667\Omega$				Units
			$C_L = 45\text{ pF}$		$C_L = 150\text{ pF}$		
			Min	Max	Min	Max	
$t_{PLH}$	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	Data to Q		18		26	ns
$t_{PHL}$	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output	Data to Q		18		27	ns
$t_{PLH}$	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	Enable to Q		30		38	ns
$t_{PHL}$	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output	Enable to Q		30		36	ns
$t_{PZH}$	Output Enable Time to HIGH Level Output	Output Control to Any Q		28		36	ns
$t_{PZL}$	Output Enable Time to LOW Level Output	Output Control to Any Q		36		50	ns
$t_{PHZ}$	Output Disable Time from HIGH Level Output (Note 6)	Output Control to Any Q		20			ns
$t_{PLZ}$	Output Disable Time from LOW Level Output (Note 6)	Output Control to Any Q		25			ns

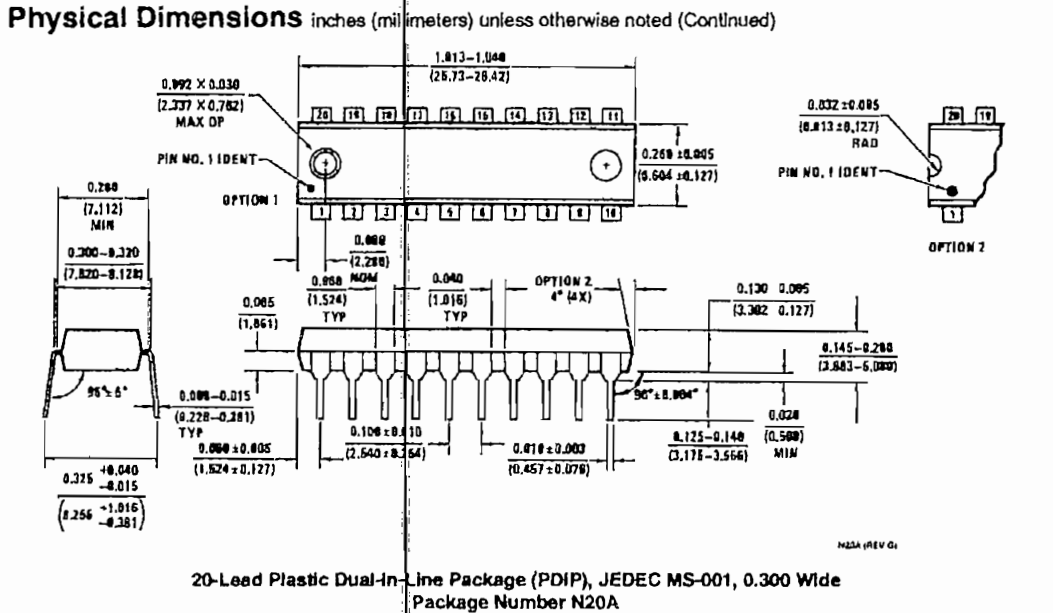
Note 6:  $C_L = 5\text{ pF}$ .

### DM74LS374 Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	Min	Norm.	Max	Units
$V_{CC}$	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
$V_{IH}$	HIGH Level Input Voltage	2			V
$V_{IL}$	LOW Level Input Voltage			0.8	V
$I_{OH}$	HIGH Level Output Current			-2.6	mA
$I_{OL}$	LOW Level Output Current			24	mA
$t_W$	Pulse Width (Note 8)	Clock HIGH	15		ns
		Clock LOW	15		ns
$t_{SU}$	Data Setup Time (Note 7) (Note 8)	20 $\uparrow$			ns
$t_H$	Data Hold Time (Note 7) (Note 8)	1 $\uparrow$			ns
$T_A$	Free Air Operating Temperature	0		70	$^\circ C$

Note 7: The symbol ( $\uparrow$ ) indicates the rising edge of the clock pulse is used for reference.

Note 8:  $T_A = 25^\circ C$  and  $V_{CC} = 5V$ .



Fairchild does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and Fairchild reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

**LIFE SUPPORT POLICY**

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)

## DM74LS86

### Quad 2-Input Exclusive-OR Gate

#### General Description

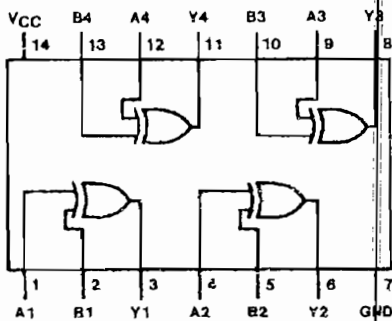
This device contains four independent gates each of which performs the logic exclusive-OR function.

#### Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
DM74LS86M	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150 Narrow
DM74LS86SJ	M14D	14-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
DM74LS86N	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

#### Connection Diagram



#### Function Table

$$Y = A \oplus B = \bar{A}B + A\bar{B}$$

Inputs		Output
A	B	Y
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	L

H = HIGH Logic Level  
L = LOW Logic Level

### Absolute Maximum Ratings (Note 1)

Supply Voltage	7V
Input Voltage	7V
Operating Free Air Temperature Range	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Note 1: The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

### Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	Min	Nom	Max	Units
V <sub>CC</sub>	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub>	HIGH Level Input Voltage	2			V
V <sub>IL</sub>	LOW Level Input Voltage			0.8	V
I <sub>OH</sub>	HIGH Level Output Current			-0.4	mA
I <sub>OL</sub>	LOW Level Output Current			8	mA
T <sub>A</sub>	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

### Electrical Characteristics

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 2)	Max	Units
V <sub>I</sub>	Input Clamp Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>I</sub> = -18 mA			-1.5	V
V <sub>OH</sub>	HIGH Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OH</sub> = Max, V <sub>I</sub> = Max, V <sub>IH</sub> = Min	2.7	3.4		V
V <sub>OL</sub>	LOW Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OL</sub> = Max, V <sub>I</sub> = Max, V <sub>IH</sub> = Min, I <sub>OL</sub> = 4 mA, V <sub>CC</sub> = Min		0.35	0.5	V
I <sub>I</sub>	Input Current @ Max Input Voltage	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 7V			0.2	mA
I <sub>IH</sub>	HIGH Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 2.7V			40	µA
I <sub>IL</sub>	LOW Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 0.4V			-0.6	mA
I <sub>OS</sub>	Short Circuit Output Current	V <sub>CC</sub> = Max (Note 3)	-20		100	mA
I <sub>CCH</sub>	Supply Current with Outputs HIGH	V <sub>CC</sub> = Max (Note 4)		6.1	10	mA
I <sub>CCL</sub>	Supply Current with Outputs LOW	V <sub>CC</sub> = Max (Note 5)		9	15	mA

Note 2: All typicals are at V<sub>CC</sub> = 5V, T<sub>A</sub> = 25°C.

Note 3: Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.

Note 4: I<sub>CCH</sub> is measured with all outputs OPEN, one input at each gate at 4.5V, and the other inputs grounded.

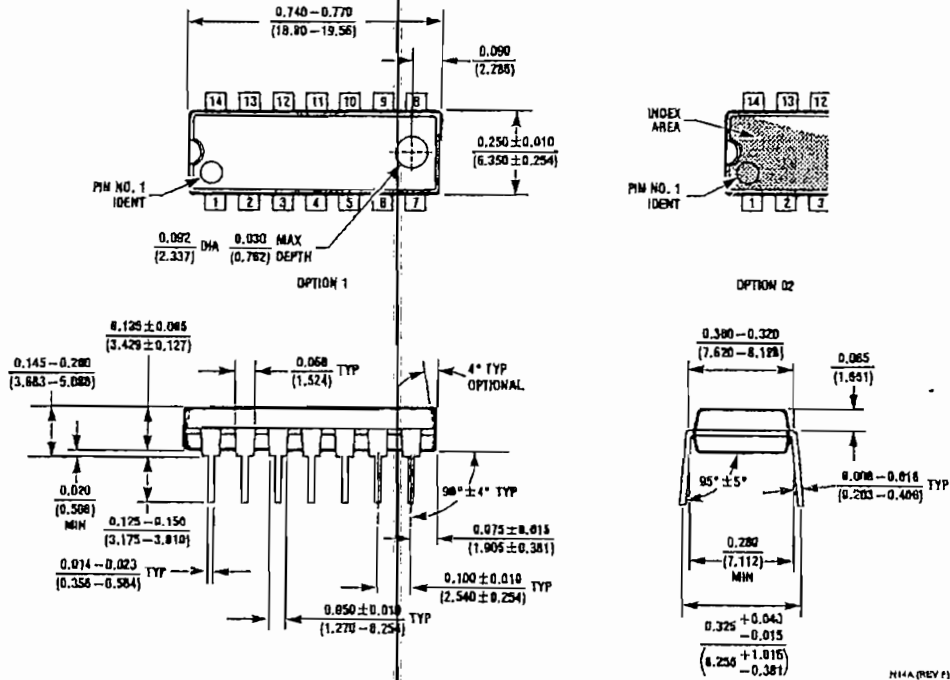
Note 5: I<sub>CCL</sub> is measured with all outputs OPEN and all inputs grounded.

### Switching Characteristics

at V<sub>CC</sub> = 5V and T<sub>A</sub> = 25°C

Symbol	Parameter	Conditions	R <sub>L</sub> = 2 kΩ				Units
			C <sub>L</sub> = 15 pF		C <sub>L</sub> = 50 pF		
			Min	Max	Min	Max	
t <sub>PLH</sub>	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	Other Input Low		18		23	ns
t <sub>PHL</sub>	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output	Other Input Low		17		21	ns
t <sub>PLH</sub>	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	Other Input High		10		15	ns
t <sub>PHL</sub>	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output	Other Input High		12		15	ns

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



14-Lead Plastic Dual-in-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide Package Number N14A

Fairchild does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and Fairchild reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

**LIFE SUPPORT POLICY**

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)

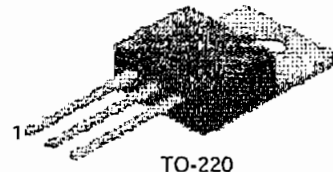


**FAIRCHILD**  
SEMICONDUCTOR™

## TIP110/111/112

### Monolithic Construction With Built In Base-Emitter Shunt Resistors

- Complementary to TIP115/116/117
- High DC Current Gain :  $h_{FE}=1000$  @  $V_{CE}=4V, I_C=1A$ (Min.)
- Low Collector-Emitter Saturation Voltage
- Industrial Use



TO-220

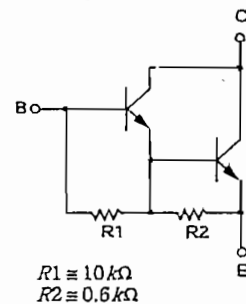
1.Base 2.Collector 3.Emmitter

### NPN Epitaxial Silicon Darlington Transistor

#### Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
$V_{CBO}$	Collector-Base Voltage : TIP110	60	V
	: TIP111	80	V
	: TIP112	100	V
$V_{CEO}$	Collector-Emitter Voltage : TIP110	60	V
	: TIP111	80	V
	: TIP112	100	V
$V_{EBO}$	Emitter-Base Voltage	5	V
$I_C$	Collector Current (DC)	2	A
$I_{CP}$	Collector Current (Pulse)	4	A
$I_B$	Base Current (DC)	50	mA
$P_C$	Collector Dissipation ( $T_a=25^\circ\text{C}$ )	2	W
$P_C$	Collector Dissipation ( $T_C=25^\circ\text{C}$ )	50	W
$T_J$	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$
$T_{STG}$	Storage Temperature	- 65 ~ 150	$^\circ\text{C}$

Equivalent Circuit

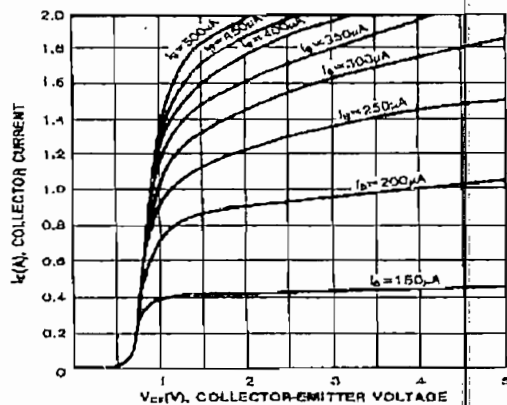

 $R1 \cong 10\text{ k}\Omega$   
 $R2 \cong 0.6\text{ k}\Omega$ 

#### Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

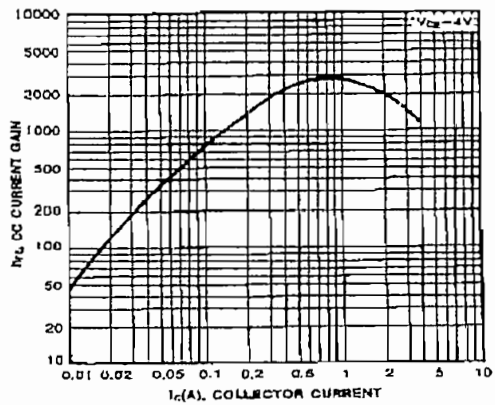
Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
$V_{CEO(sus)}$	Collector-Emitter Sustaining Voltage	$I_C = 30\text{mA}, I_B = 0$	: TIP110	60	V
			: TIP111	80	V
			: TIP112	100	V
$I_{CEO}$	Collector Cut-off Current	$V_{CE} = 30\text{V}, I_B = 0$		2	mA
		$V_{CE} = 40\text{V}, I_B = 0$		2	mA
		$V_{CE} = 50\text{V}, I_B = 0$		2	mA
$I_{CBO}$	Collector Cut-off Current	$V_{CB} = 60\text{V}, I_E = 0$		1	mA
		$V_{CB} = 80\text{V}, I_E = 0$		1	mA
		$V_{CB} = 100\text{V}, I_E = 0$		1	mA
$I_{EBO}$	Emitter Cut-off Current	$V_{BE} = 5\text{V}, I_C = 0$		2	mA
$h_{FE}$	DC Current Gain	$V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 1\text{A}$ $V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 2\text{A}$	1000 500		
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 2\text{A}, I_B = 8\text{mA}$		2.5	V
$V_{BE(on)}$	Base-Emitter ON Voltage	$V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 2\text{A}$		2.8	V
$C_{ob}$	Output Capacitance	$V_{CB} = 10\text{V}, I_E = 0, f = 0.1\text{MHz}$		100	pF

# Typical Characteristics

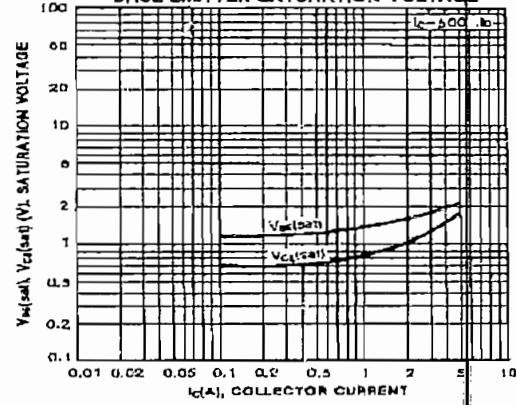
STATIC CHARACTERISTIC



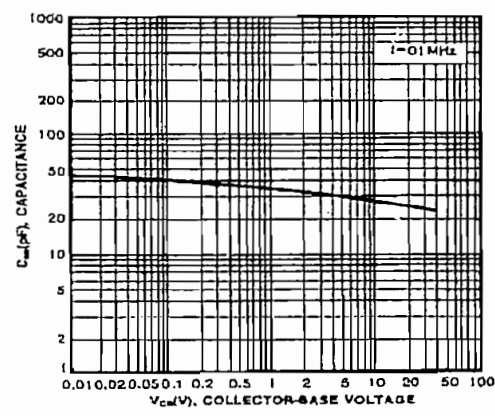
DC CURRENT GAIN



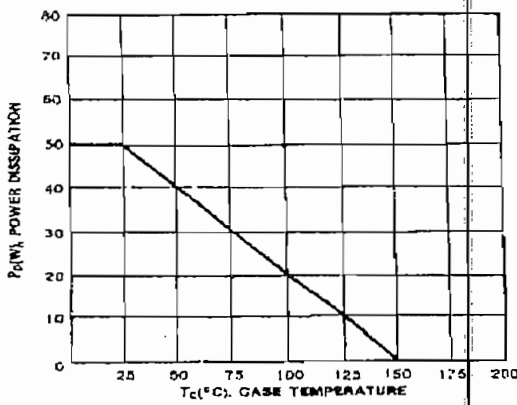
COLLECTOR-EMITTER SATURATION VOLTAGE  
BASE-EMITTER SATURATION VOLTAGE



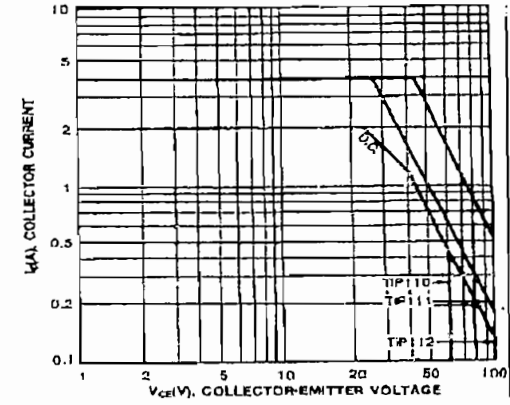
COLLECTOR OUTPUT CAPACITANCE



POWER DERATING



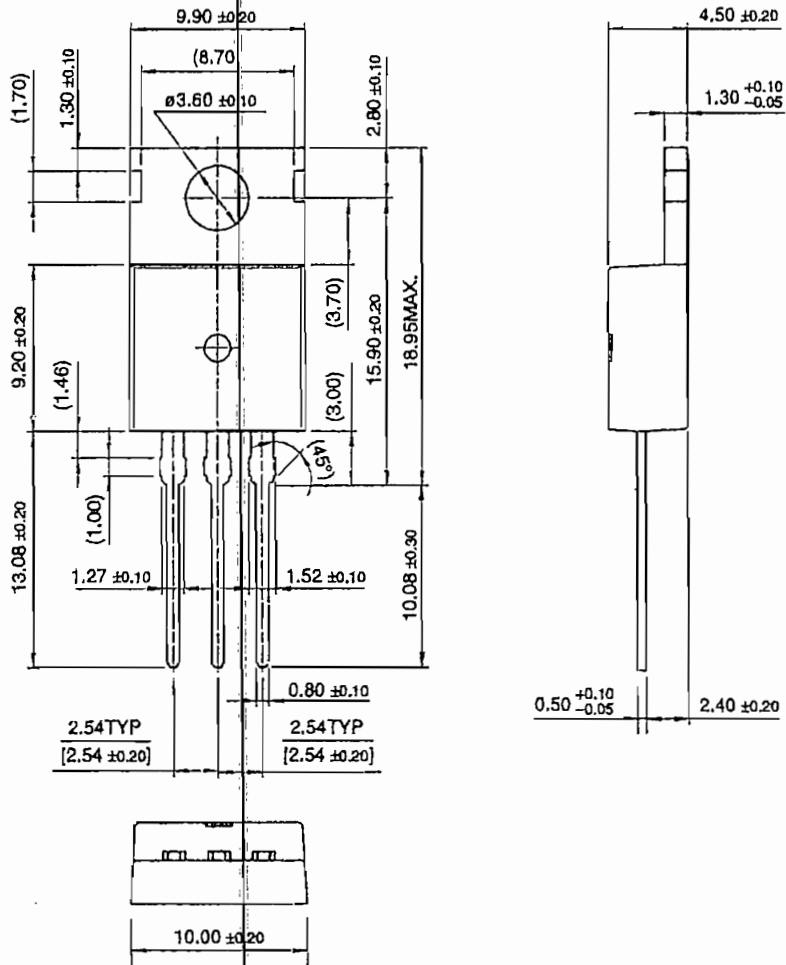
SAFE OPERATING AREA



# Package Dimensions

## TO-220

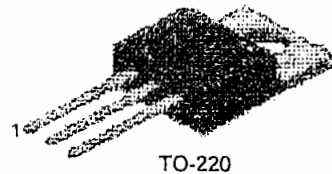
TIP110/111/112



## TIP115/116/117

### Monolithic Construction With Built In Base-Emitter Shunt Resistors

- High DC Current Gain :  $h_{FE}=1000$  @  $V_{CE}=-4V, I_C=-1A$  (Min.)
- Low Collector-Emitter Saturation Voltage
- Industrial Use
- Complementary to TIP110/111/112



TO-220

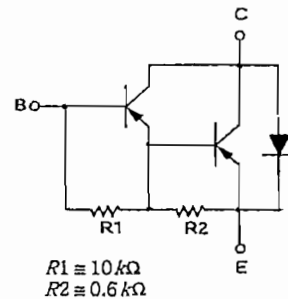
1.Base 2.Collector 3.Emitter

### PNP Epitaxial Silicon Darlington Transistor

#### Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
$V_{CBO}$	Collector-Base Voltage : TIP115	- 60	V
	: TIP116	- 80	V
	: TIP117	- 100	V
$V_{CEO}$	Collector-Emitter Voltage : TIP115	- 60	V
	: TIP116	- 80	V
	: TIP117	- 100	V
$V_{EBO}$	Emitter-Base Voltage	- 5	V
$I_C$	Collector Current (DC)	- 2	A
$I_{CP}$	Collector Current (Pulse)	-4	A
$I_B$	Base Current (DC)	- 50	mA
$P_C$	Collector Dissipation ( $T_a=25^\circ\text{C}$ )	2	W
$P_C$	Collector Dissipation ( $T_C=25^\circ\text{C}$ )	50	W
$T_J$	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$
$T_{STG}$	Storage Temperature	- 65 - 150	$^\circ\text{C}$

Equivalent Circuit



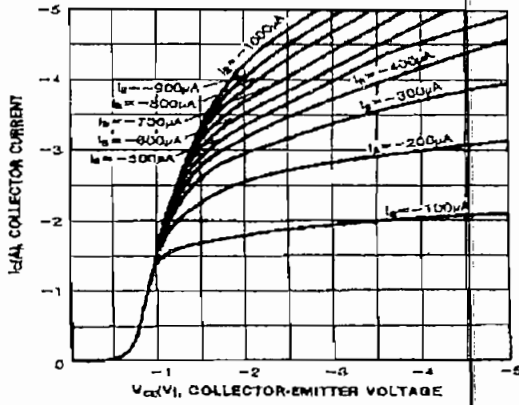
$R1 \cong 10\text{ k}\Omega$   
 $R2 \cong 0.6\text{ k}\Omega$

#### Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

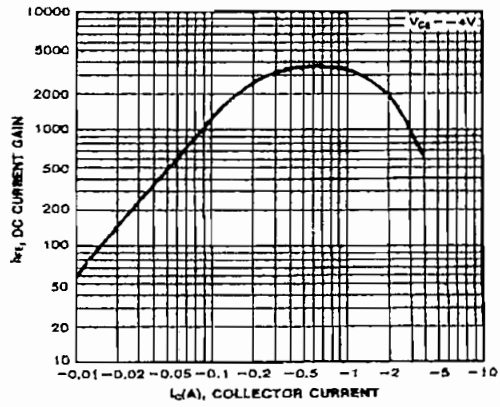
Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
$V_{CEO(sus)}$	Collector-Emitter Sustaining Voltage : TIP115	$I_C = -30\text{mA}, I_B = 0$	-60		V
	: TIP116				
	: TIP117				
$I_{CEO}$	Collector Cut-off Current : TIP115	$V_{CE} = -30V, I_B = 0$		-2	mA
	: TIP116	$V_{CE} = -40V, I_B = 0$		-2	mA
	: TIP117	$V_{CE} = -50V, I_B = 0$		-2	mA
$I_{CBO}$	Collector Cut-off Current : TIP115	$V_{CB} = -60V, I_E = 0$		-1	mA
	: TIP116	$V_{CB} = -80V, I_E = 0$		-1	mA
	: TIP117	$V_{CB} = -100V, I_E = 0$		-1	mA
$I_{EBO}$	Emitter Cut-off Current	$V_{BE} = -5V, I_C = 0$		-2	mA
$h_{FE}$	DC Current Gain	$V_{CE} = -4V, I_C = -1A$ $V_{CE} = -4V, I_C = -2A$	1000 500		
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = -2A, I_B = -8\text{mA}$		-2.5	V
$V_{BE(on)}$	Base-Emitter ON Voltage	$V_{CE} = -4V, I_C = -2A$		-2.8	V
$C_{ob}$	Output Capacitance	$V_{CB} = -10V, I_E = 0, f = 0.1\text{MHz}$		200	pF

# Typical Characteristics

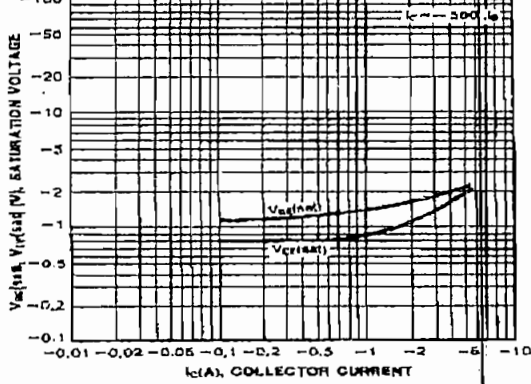
STATIC CHARACTERISTIC



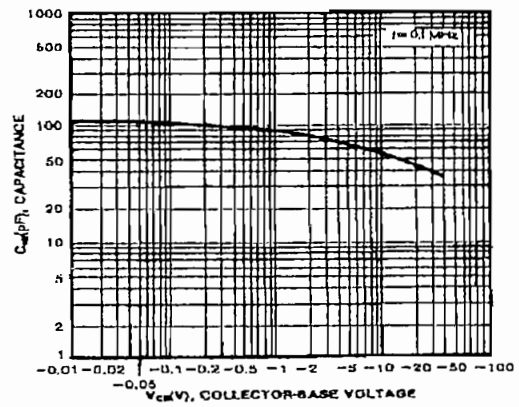
DC CURRENT GAIN



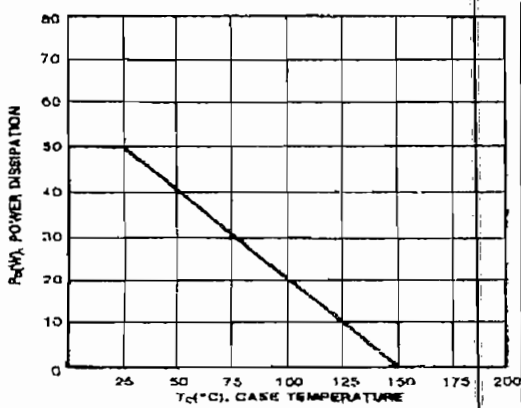
COLLECTOR-EMITTER SATURATION VOLTAGE  
BASE-EMITTER SATURATION VOLTAGE



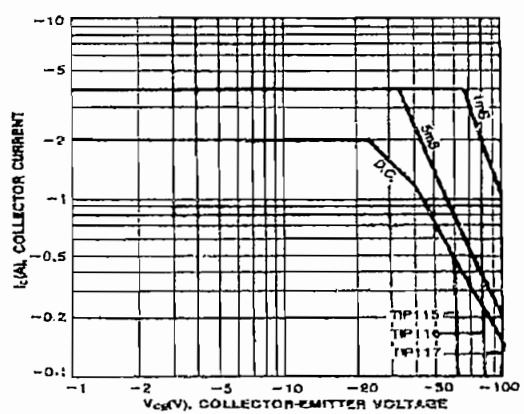
COLLECTOR OUTPUT CAPACITANCE



POWER DERATING



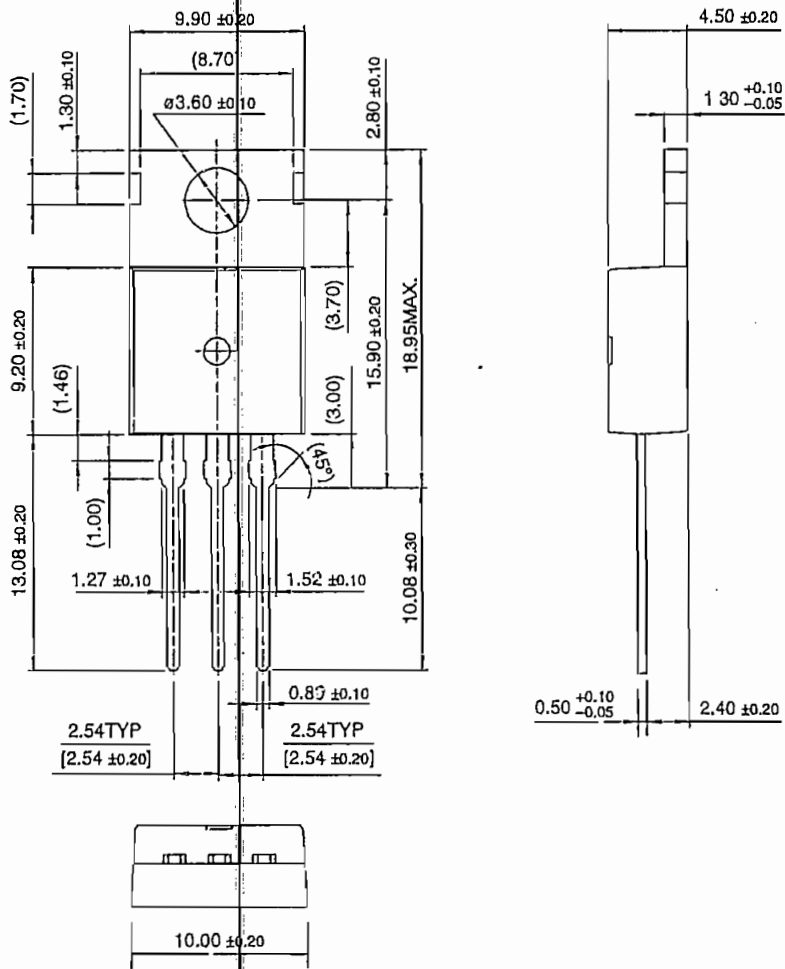
SAFE OPERATING AREA



# Package Dimensions

## TO-220

TIP115/116/117



# LM741/E/I

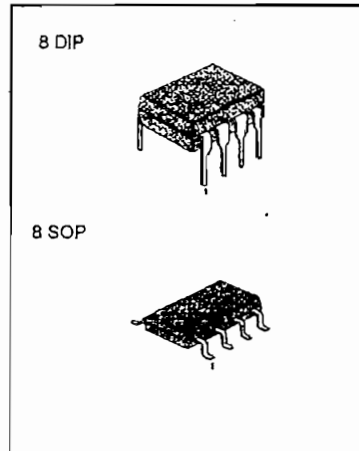
# SINGLE OPERATIONAL AMPLIFIER

## SINGLE OPERATIONAL AMPLIFIERS

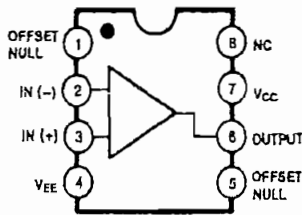
The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. It is intended for a wide range of analog applications. The high gain and wide range of operating voltage provide superior performance in integrator, summing amplifier, and general feedback applications.

## FEATURES

- Short circuit protection
- Excellent temperature stability
- Internal frequency compensation
- High input voltage range
- Null of offset



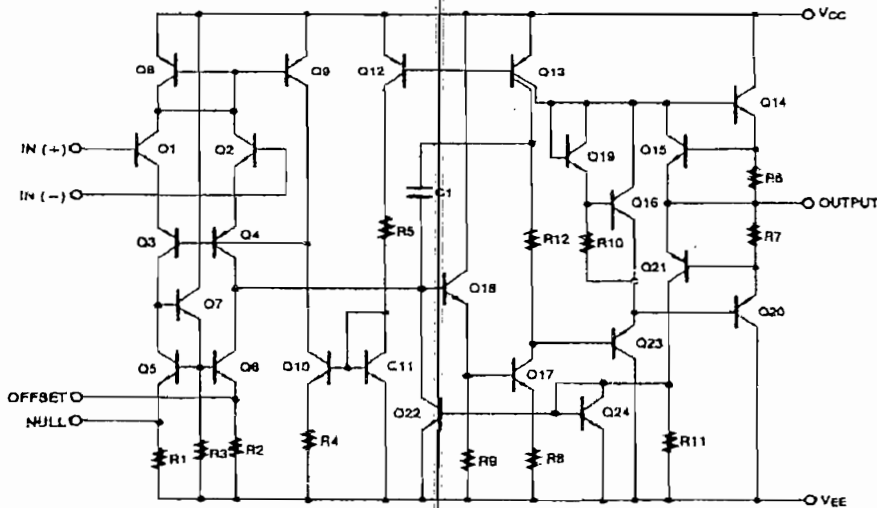
## BLOCK DIAGRAM



## ORDERING INFORMATION

Device	Package	Operating Temperature
LM741N LM741EN	8 DIP	0 ~ +70°C
LM741M LM741EM	8 SOP	
LM741IN LM741EIN	8 DIP	-40 ~ +85°C
LM741IM LM741EIM	8 SOP	

## SCHEMATIC DIAGRAM



**FAIRCHILD**  
 SEMICONDUCTOR

© 1999 Fairchild Semiconductor Corporation

Rev. B

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ( $T_A=25^\circ\text{C}$ )

Characteristic	Symbol	LM741	LM741E	LM741I	Unit
Supply Voltage	$V_{CC}$	$\pm 18$	$\pm 22$	$\pm 18$	V
Differential Input Voltage	$V_{(DIFF)}$	30	30	30	V
Input Voltage	$V_I$	$\pm 15$	$\pm 15$	$\pm 15$	V
Output Short Circuit Duration		Indefinite	Indefinite	Indefinite	
Power Dissipation	$P_D$	500	500	500	mW
Operating Temperature Range	$T_{OPR}$	$0 \sim +70$	$0 \sim +70$	$-40 \sim +85$	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{STG}$	$-65 \sim +150$	$-65 \sim +150$	$-65 \sim +150$	$^\circ\text{C}$

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

( $V_{CC} = 15\text{V}$ ,  $V_{EE} = -15\text{V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified)

Characteristic	Symbol	Test Conditions	LM741E			LM741/LM741I			Unit	
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Input Offset Voltage	$V_{IO}$	$R_S \leq 10\text{K}\Omega$					2.0	6.0	mV	
		$R_S \leq 50\Omega$		0.8	3.0					
Input Offset Voltage Adjustment Range	$V_{IQ(R)}$	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$	$\pm 10$				$\pm 15$		mV	
Input Offset Current	$I_{IO}$			3.0	30		20	200	nA	
Input Bias Current	$I_{BIAS}$			30	80		80	500	nA	
Input Resistance	$R_I$	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0		M $\Omega$	
Input Voltage Range	$V_{(R)}$		$\pm 12$	$\pm 13$		$\pm 12$	$\pm 13$		V	
Large Signal Voltage Gain	$G_V$	$R_L \geq 2\text{K}\Omega$	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$ , $V_{(O,P)} = \pm 15\text{V}$	50						V/mV
			$V_{CC} = \pm 15\text{V}$ , $V_{(O,P)} = \pm 10\text{V}$				20	200		
Output Short Circuit Current	$I_{SC}$		10	25	35		25		mA	
Output Voltage Swing	$V_{(O,P)}$	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$	$R_L \geq 10\text{K}\Omega$	$\pm 16$					V	
			$R_L \geq 10\text{K}\Omega$	$\pm 15$						
		$V_{CC} = \pm 15\text{V}$	$R_L \geq 10\text{K}\Omega$				$\pm 12$	$\pm 14$		
			$R_L \geq 10\text{K}\Omega$				$\pm 10$	$\pm 13$		
Common Mode Rejection Ratio	CMRR	$R_S \leq 10\text{K}\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12\text{V}$				70	90	dB		
		$R_S \leq 50\text{K}\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12\text{V}$	80	95						
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_{CC} = \pm 15\text{V}$ to $V_{CC} = \pm 15\text{V}$ $R_S \leq 50\Omega$	88	96				dB		
		$V_{CC} = \pm 15\text{V}$ to $V_{CC} = \pm 15\text{V}$ $R_S \leq 10\text{K}\Omega$				77	96			



SEMICONDUCTOR



## LM741/E/I

## SINGLE OPERATIONAL AMPLIFIER

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

Characteristic		Symbol	Test Conditions	LM741E			LM741/LM741I			Unit
				Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Transient Response	Rise Time	$t_r$	Unity Gain		0.25	0.8		0.3		$\mu$ s
	Overshoot	OS			6.0	20		10		%
Bandwidth		BW		0.43	1.5					MHz
Slew Rate		SR	Unity Gain	0.3	0.7		0.5			V/ $\mu$ s
Supply Current		$I_{CC}$	$R_L = \infty \Omega$				1.5	2.8		mA
Power Consumption		$P_C$	$V_{CC} = \pm 20V$		80	150				mW
			$V_{CC} = \pm 15V$				50	85		

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

( $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$  for the KA741I  $^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$  for the LM741 and LM741E.  $V_{CC} = \pm 15V$ , unless otherwise specified)

Characteristic		Symbol	Test Conditions	LM741E			LM741/LM741I			Unit	
				Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Input Offset Voltage		$V_{IO}$	$R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10K\Omega$			4.0			7.5	mV	
Input Offset Voltage Drift		$\Delta V_{IO}/\Delta T$			15					$\mu$ V/ $^\circ\text{C}$	
Input Offset Current		$I_{IO}$				70			300	nA	
Input Offset Current Drift		$\Delta I_{IO}/\Delta T$				0.5				nA/ $^\circ\text{C}$	
Input Bias Current		$I_{BIAS}$				0.21			0.8	$\mu$ A	
Input Resistance		$R_i$	$V_{CC} = \pm 20V$	0.5						M $\Omega$	
Input Voltage Range		$V_{(KR)}$		$\pm 12$	$\pm 13$		$\pm 12$	$\pm 13$		V	
Output Voltage Swing		$V_{O(P,P)}$	$V_{CC} = \pm 20V$	$R_S \geq 10K\Omega$	$\pm 16$					V	
				$R_S \geq 2K\Omega$	$\pm 15$						
			$V_{CC} = \pm 15V$	$R_S \geq 10K\Omega$				$\pm 12$	$\pm 14$		
				$R_S \geq 2K\Omega$				$\pm 10$	$\pm 13$		
Output Short Circuit Current		$I_{SC}$		10		40	10		40	mA	
Common Mode Rejection Ratio		CMRR	$R_S \leq 10K\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12V$				70	90		dB	
			$R_S \leq 50K\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12V$	80	95						
Power Supply Rejection Ratio		PSRR	$V_{CC} = \pm 20V$	$R_S \leq 50\Omega$	86	96				dB	
			$t_D \pm 5V$	$R_S \leq 10K\Omega$			77	96			
Large Signal Voltage Gain		$G_V$	$R_S \geq 2K\Omega$	$V_{CC} = \pm 20V$ , $V_{O(P,P)} = \pm 15V$	32					V/mV	
				$V_{CC} = \pm 15V$ , $V_{O(P,P)} = \pm 10V$				15			
				$V_{CC} = \pm 15V$ , $V_{O(P,P)} = \pm 2V$	10						

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

Fig. 7 OUTPUT RESISTANCE vs FREQUENCY

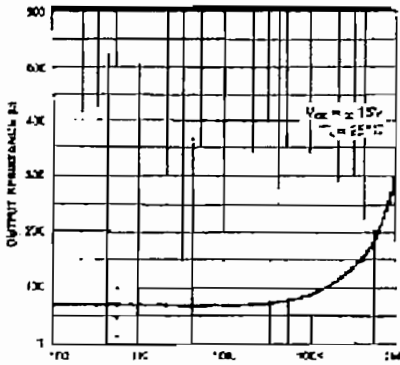


Fig. 8 INPUT RESISTANCE AND INPUT CAPACITANCE vs FREQUENCY

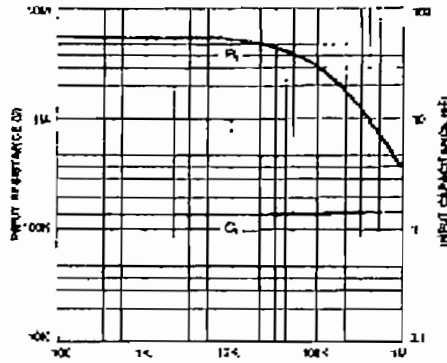


Fig. 9 INPUT BIAS CURRENT vs AMBIENT TEMPERATURE

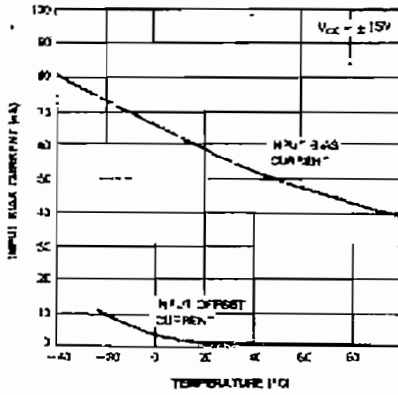


Fig. 10 POWER CONSUMPTION vs AMBIENT TEMPERATURE

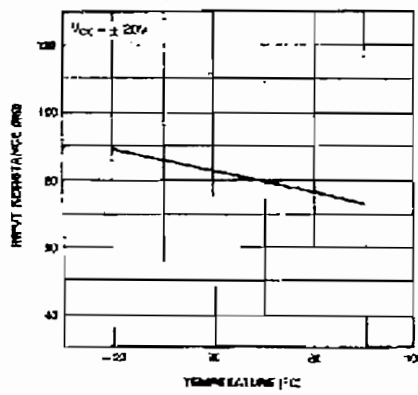


Fig. 11 INPUT OFFSET CURRENT vs AMBIENT TEMPERATURE

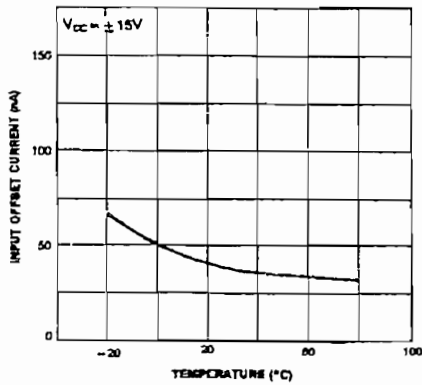


Fig. 12 INPUT RESISTANCE vs AMBIENT TEMPERATURE

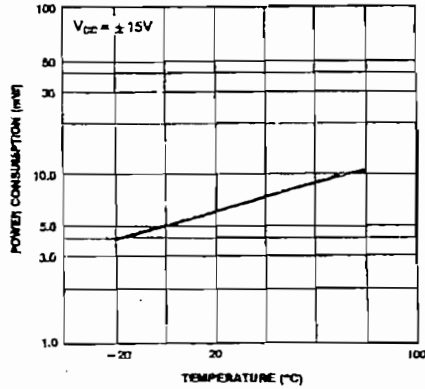


Fig. 13 NORMALIZED DC PARAMETERS vs AMBIENT TEMPERATURE

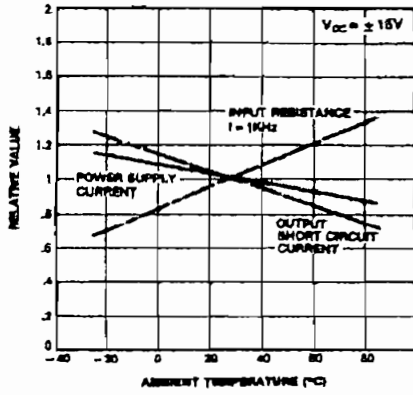


Fig. 14 FREQUENCY CHARACTERISTICS vs AMBIENT TEMPERATURE

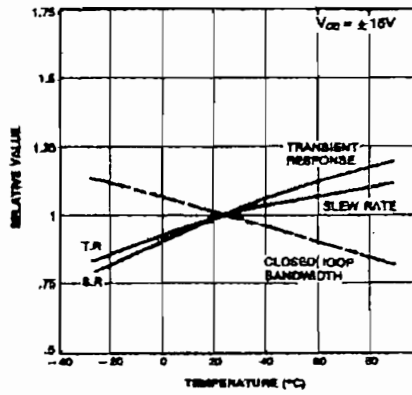


Fig. 15 FREQUENCY CHARACTERISTICS vs SUPPLY VOLTAGE

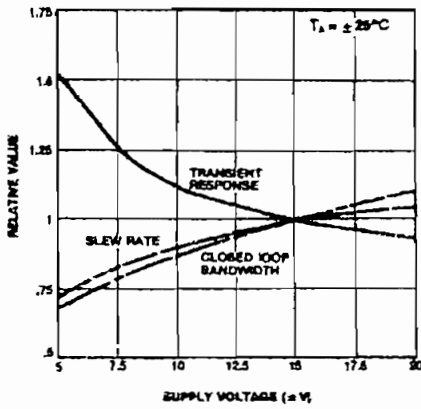


Fig. 16 OUTPUT SHORT CIRCUIT CURRENT vs AMBIENT TEMPERATURE

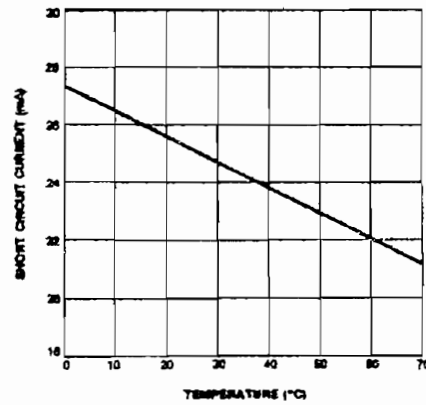


Fig. 17 TRANSIENT RESPONSE

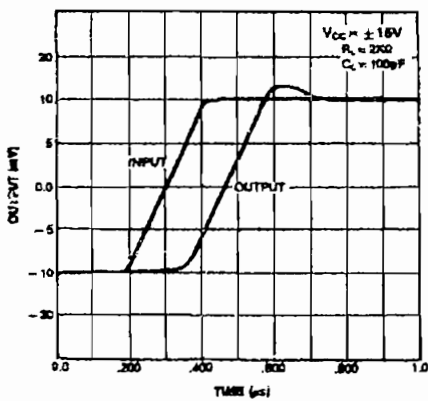


Fig. 18 COMMON-MODE REJECTION RATIO vs FREQUENCY

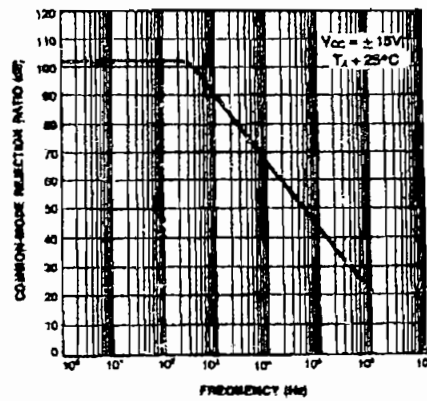


Fig. 18 VOLTAGE FOLLOWER LARGE SIGNAL PULSE RESPONSE

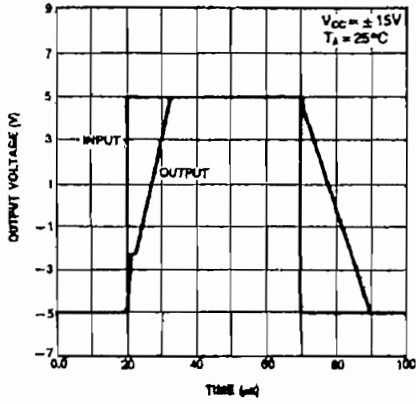
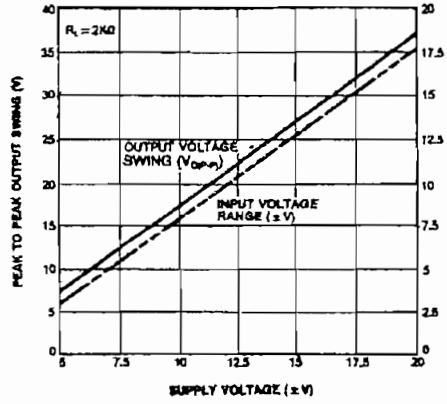


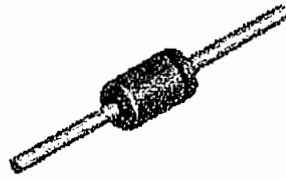
Fig. 19 OUTPUT SWING AND INPUT RANGE vs SUPPLY VOLTAGE



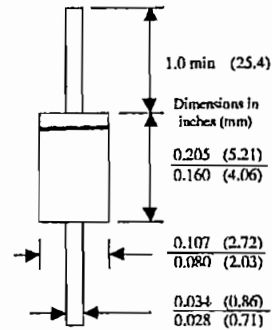
# 1N4001 - 1N4007

## Features

- Low forward voltage drop.
- High surge current capability.



DO-41  
COLOR BAND DENOTES CATHODE



## 1.0 Ampere General Purpose Rectifiers

### Absolute Maximum Ratings\* T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
I <sub>o</sub>	Average Rectified Current .375" lead length @ T <sub>A</sub> = 75°C	1.0	A
i <sub>f(surge)</sub>	Peak Forward Surge Current 8.3 ms single half-sine-wave Superimposed on rated load (JEDEC method)	30	A
P <sub>D</sub>	Total Device Dissipation Derate above 25°C	2.5 20	W mW/°C
R <sub>θJA</sub>	Thermal Resistance, Junction to Ambient	50	°C/W
T <sub>stg</sub>	Storage Temperature Range	-55 to +175	°C
T <sub>J</sub>	Operating Junction Temperature	-55 to +150	°C

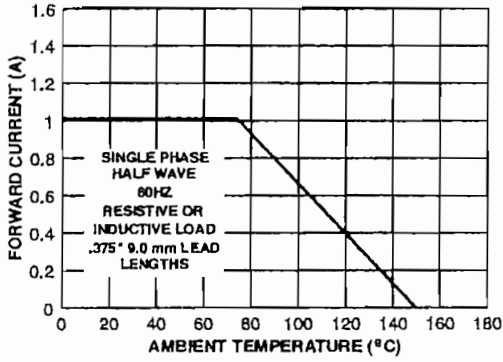
\*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

### Electrical Characteristics T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted

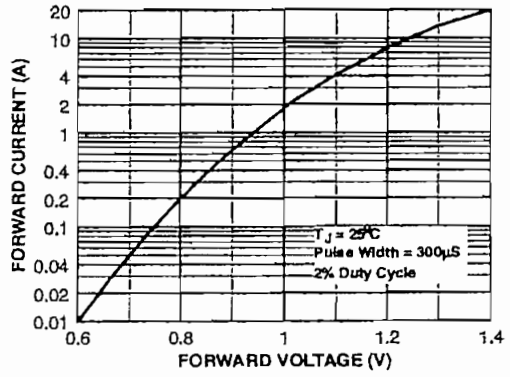
Parameter	Device							Units	
	4001	4002	4003	4004	4005	4006	4007		
Peak Repetitive Reverse Voltage	50	100	200	400	600	800	1000	V	
Maximum RMS Voltage	35	70	140	280	420	560	700	V	
DC Reverse Voltage (Rated V <sub>R</sub> )	50	100	200	400	600	800	1000	V	
Maximum Reverse Current @ rated V <sub>R</sub> T <sub>A</sub> = 25°C								5.0	μA
T <sub>A</sub> = 100°C								500	μA
Maximum Forward Voltage @ 1.0 A								1.1	V
Maximum Full Load Reverse Current, Full Cycle T <sub>A</sub> = 75°C								30	μA
Typical Junction Capacitance V <sub>R</sub> = 4.0 V, f = 1.0 MHz								15	pF

Typical Characteristics

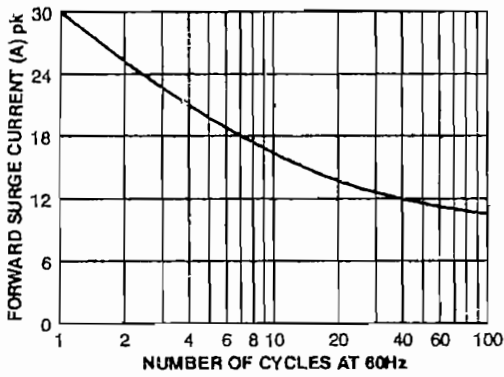
Forward Current Derating Curve



Forward Characteristics



Non-Repetitive Surge Current



Reverse Characteristics

