



Universidad Autónoma de Querétaro
 Facultad de Ingeniería
 Maestría en Ciencias Línea Terminal
 Instrumentación y Control Automático

Control de Movimiento de un Robot Industrial

TESIS

Que como parte de los requisitos para obtener el grado de

Maestro en Ciencias

Presenta:

José Felipe Aguilar Pereyra

Dirigido por:

Dr. Víctor Manuel Hernández Guzmán

SINODALES

Dr. Víctor Manuel Hernández Guzmán
 Presidente

M. en C. Alfonso Noriega Ponce
 Secretario

Dr. Roberto Salas Zúñiga
 Vocal

Dr. Gilberto Herrera Ruiz
 Suplente

Dr. Vladimir Rauch Sitar
 Suplente

M.I. Gerardo René Serrano Gutiérrez
 Nombre y Firma
 Director de la Facultad

Firma

Firma

Firma

Firma

Firma

Dr. Sergio Quesada Aldana
 Nombre y Firma
 Director de Investigación y
 Posgrado

Centro Universitario
 Querétaro, Qro.
 Septiembre 2003
 México

No. Adq. H68429

No. Título _____

Clas. TS

629.892

A 283c

Ej.1

Resumen

Este trabajo de tesis forma parte de un proyecto titulado “Desarrollo de una estación robotizada de soldadura”, el cual se desarrolla en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Querétaro y que tiene gran importancia para la industria local. El objetivo principal es desarrollar un controlador de posición para cada servosistema de un robot de 6 grados de libertad mediante el “Método de control independiente de las uniones”. En primer lugar se presenta un resumen sobre las propuestas actuales para control de sistemas robóticos, posteriormente se muestra la metodología empleada. En el capítulo cuarto se plantea y desarrolla la identificación de los servosistemas que componen al robot marca Cloos modelo Romat 56, que se encuentra en el Laboratorio de Mecatrónica, a través del método de análisis de respuesta en frecuencia, así como la identificación de la zona muerta causada por la fricción estática. Cada servosistema está compuesto por un manejador de potencia eléctrica (*servodriver*), un servomotor de corriente directa de escobillas con codificador incremental óptico (*encoder*) y un reductor de velocidad de engranes. Los modelos obtenidos se representan como funciones de transferencia de sistemas lineales más una zona muerta correspondiente a la fricción estática. A partir del modelo de cada servosistema se diseñan y prueban controladores PD y PID con compensación de fricción estática y PID auto ajustable empleando el criterio de margen de fase. Se muestra un análisis comparativo del desempeño de cada controlador propuesto y las gráficas de respuesta correspondientes. Finalmente se presenta la aplicación de una tarjeta comercial controladora de servomotores para controlar simultáneamente los seis ejes del robot.

(Palabras clave: robótica, identificación de sistemas lineales, control PD y PID)

Summary

This thesis belongs to a project called “Development of a robot-operated welding cell”, which is being developed at the Engineering school of the Universidad Autónoma de Querétaro and that is very important for the local industry. The main goal is to develop a position controller for each servosystem that integrates a 6 freedom degrees robot by means of the “Independent joint control” method. In the first place, a summary of the actual robotic control proposes are presented, afterwards the methodology used is shown. In chapter four, the Cloos model Romat 56 robot servosystems identification is posed and developed through the frequency response method, and the same for the dead zone caused by static friction. The robot is in the Mechatronics Laboratory. Each servosystem is made up of a servodriver, a DC brush servomotor with incremental encoder and a gear speed reduction. The obtained models are represented as linear systems transferential functions and a static friction dead zone component is added. The controllers PD and PID with static friction compensation and auto tuned PID with phase margin were designed and evaluated. A comparative analysis of the designed controllers and the correspondant response graphics are shown. Finally, the application of a commercial servomotors controller board used to control the six axis of the robot is presented.

(Key words: robotic, linear systems identification, PD and PID control)

A mi familia por su invaluable apoyo

Especialmente dedicado a mi padre

Agradecimientos

Al Dr. Gilberto Herrera Ruiz por su gran apoyo.

A los profesores de la Facultad de Ingeniería División de Posgrado.

Al Dr. Roberto Salas por su valiosa colaboración en la revisión de este trabajo.

Al Dr. Alberto Aguado Behard y al Dr. Iván Terol por excelente cátedra.

Al Dr. José Luis Meza M. del Instituto Tecnológico de la Laguna por la valiosa información proporcionada.

A la M. en C. Erika Martínez Ramírez por la valiosa información proporcionada.

Índice general

	Página
Resumen	i
Summary	ii
Dedicatorias	iii
Agradecimientos	iv
Índice general	v
Índice de tablas	vii
Índice de figuras	viii
I INTRODUCCIÓN	1
1.1 Planteamiento del problema	2
II ESTADO DEL ARTE	4
2.1 Desarrollo en la Universidad Autónoma de Querétaro	16
III MÉTODO DE CONTROL DE UNIONES INDEPENDIENTES	24
3.1 Introducción	24
3.2 Dinámica de los actuadores	25
3.2.1 Dinámica del motor de CD con transmisión de engranes	26
3.2.2 Servomotor con transmisión de engranes controlado por corriente	31
3.2.3 Representación en el espacio de estados	33
3.4 Identificación de sistemas lineales	34
3.4.1 Introducción	34
3.4.2 Métodos de identificación de sistemas lineales	34
3.4.3 Método de identificación de respuesta en frecuencia	35
3.4.4 Determinación de la función de transferencia a partir del diagrama de Bode	39
3.5 Fricción	39
3.5.1 Definición	39
3.5.2. Modelo de fricción	41
3.6 Controladores	43
3.6.1 El propósito del control	43
3.6.2 Control proporcional-derivativo	43
3.6.3 Control proporcional-derivativo saturado con compensación de fricción	46
3.6.4 Control proporcional-integral-derivativo	47

3.6.5	Controlador PID autoajustable	49
IV	DESARROLLO DEL PROYECTO	52
4.1	Introducción	52
4.2	El robot Romat 56	52
4.2.1	Servo amplificador	53
4.2.2	Servomotor	54
4.2.3	Sensor de posición	54
4.3	Identificación de los servomecanismos en lazo abierto	55
4.4	Identificación de la fricción estática	62
4.5	Planteamiento y validación de los sistemas no lineales	64
4.5.1	No linealidades	64
4.5.2	Modelo final de los servomecanismos en lazo abierto	64
4.5.3	Validación de los modelos	65
4.6	Diseño del controlador	68
4.6.1	Diseño y respuesta del control PD con compensación de fricción estática	68
4.6.2	Diseño y respuesta del control PID con compensación de fricción estática	73
4.6.3	Control PID Autoajustable	77
4.7	Control con la tarjeta Pmac	78
4.7.1	Tarjeta de control de servomotores Turbo PMac	78
4.7.2	Configuración del software	80
4.7.3	Autosintonía de los reguladores PID	83
4.7.4	Respuesta del control con la tarjeta PMac	86
V	CONCLUSIONES	89
	BIBLIOGRAFÍA	91
	Glosario	93
	ANEXOS	
Anexo A	Artículo presentado en el “3er. Congreso Mexicano de Robótica”	
Anexo B	Programas realizados para el control de los servosistemas	
Anexo C	Información técnica del servo amplificador modelo 403 de la marca Copley Control Corp.	

Índice de tablas

Tabla	Descripción	Página
2.1	Parámetros del robot manipulador de dos grados de libertad	7
2.2	Longitud medida de los eslabones	20
2.3	Relación de cuentas del encoder por grado correspondientes a cada eje del robot	20
2.4	Características de la tarjeta de control de arquitectura abierta	21
4.1	Intervalos de zona muerta para los servosistemas 1,2,3,4,5 y 6	62
4.2	Simulación contra salida real del servosistema del eje 6	64
4.3	Resultados de la respuesta del servosistema del eje 6 a una entrada escalón de 1000 cuentas	66
4.4	Parámetros del controlador para cuatro valores de ω	68
4.5	Características de las respuestas encontradas para diferentes valores de la ganancia derivativa	71
4.6	Valores de los parámetros de los controladores PD con compensación de fricción estática propuestos para los servosistemas del robot	72
4.7	Características de las respuestas encontradas para diferentes valores de la ganancia integral	73
4.8	Valores de los parámetros de los controladores PID con compensación de fricción estática propuestos para los servosistemas del robot	73
4.9	Características de las respuestas encontradas para diferentes valores del margen de fase	77
4.10	Desplazamientos angulares de los servosistemas	86

Índice de figuras

Figura	Descripción	Página
2.1	Controlador PD con compensación de gravedad	4
2.2	Controlador PD con compensación deseada de gravedad	5
2.3	Controlador PID	6
2.4	Robot manipulador de dos grados de libertad	8
2.5	Resultados de la simulación	8
2.6	Modelos de fricción (a) Coulomb + viscosa, (b) estática + Coulomb + viscosa, (c) viscosa negativa + Coulomb + viscosa (Stribeck)	9
2.7	Respuesta típica del modelo propuesto por Johari	10
2.8	Análisis de máquinas con fricción	10
2.9	Diagrama de bloques de motor (Lord)	11
2.10	Esquema de compensación	12
2.11	Sistema de control considerando ruido	13
2.12	Controlador más compensación feedforward	14
2.13	Modelo esquemático del robot Cloos tipo Romat 56	17
2.14	Pantalla general del simulador	18
2.15	Simulación de trayectorias punto a punto	18
2.16	Simulación del robot en el desarrollo de una tarea	19
2.17	Arquitectura de la tarjeta	22
2.18	Esquema del controlador autoajustable	23
2.19	Salida del servosistema con un regulador PID autoajustable	23
3.1	Diagrama de bloques de un sistema de control de lazo cerrado	25
3.2	Corte seccional de un motor de CD con imanes permanentes	26
3.3	Diagrama del circuito eléctrico de un motor de CD	27
3.4	Modelo de un motor con reductor de velocidad	29
3.5	Diagrama de bloques de motor de CD con fricción viscosa controlado por tensión	30
3.6	Diagrama de bloques reducido de motor de DC con fricción viscosa controlado por tensión	31
3.7	Diagrama de bloques de la función de transferencia (3.16)	31
3.8	Diagrama de bloques de motor de CD con fricción viscosa controlado por corriente	32
3.9	Diagrama de Bode	36
3.10	Curvas del logaritmo de la magnitud para los factores básicos	38
3.11	Modelos de fricción	41
3.12	Respuesta típica del modelo propuesto por Johari	42
3.13	El modelo de fricción propuesto	43
3.14	Control PD aplicado al robot	44
3.15	Sistema en lazo cerrado con control PD	45
3.16	Lazo de control con conexión feedforward para compensación de fricción estática	47
3.17	Controlador PID aplicado al robot	48

3.18	Controlador PID	49
4.1	Robot marca Cloos modelo Romat 56	52
4.2	Representación esquemática de un servomecanismo en lazo abierto	53
4.3	Servo amplificador modelo 403 de la marca Copley Control Corp	53
4.4	Diagrama de bloques de un servomotor de CD con fricción viscosa controlado por corriente	54
4.5	Diagrama del logaritmo de la magnitud del servomecanismo en lazo abierto del eje 6	55
4.6	Diagrama del logaritmo de la magnitud del servomecanismo en lazo abierto del eje 5	56
4.7	Diagrama del logaritmo de la magnitud del servomecanismo en lazo abierto del eje 4	57
4.8	Diagrama del logaritmo de la magnitud del servomecanismo en lazo abierto del eje 3	57
4.9	Diagrama del logaritmo de la magnitud del servomecanismo en lazo abierto del eje 2	58
4.10	Diagrama del logaritmo de la magnitud del servomecanismo en lazo abierto del eje 1	59
4.11	Posición vertical (inestable) del robot para la identificación del eje 2	60
4.12	Posición del robot para la identificación del eje 2	60
4.13	Gráfica de respuesta del eje 2 a una entrada pseudoaleatoria	61
4.14	Respuesta del eje 6 a una entrada senoidal de 1.21 radianes por segundo	63
4.15	Identificación de fricción estática del servomecanismo del eje 6	63
4.16	Diagrama de bloques del servomecanismo del eje 6	65
4.17	Gráfica de respuestas real y de simulación de entrada y salida del servomecanismo del eje 6 para una señal de entrada de 126.04 rad/s	66
4.18	Diagrama de bloques del servomecanismo del eje 6 en lazo cerrado	67
4.19	Gráfica de la salida real y de simulación del servomecanismo del eje 6 ante una entrada tipo escalón	67
4.20	Sistema en lazo cerrado con control PD	68
4.21	Respuesta a una entrada escalón del servomecanismo del eje 6 con un control PD	70
4.22	Esquema del servomecanismo del eje 6 con un control PD con compensación de fricción estática	71
4.23	Respuesta a una entrada escalón del servomecanismo del eje 6 con un control PD considerando no linealidades ($K_P = 13.05$, $K_D = 0.416$)	72
4.24	Respuesta del servomecanismo del eje 6 con control PD con compensación de fricción estática	73
4.25	Esquema del servomecanismo del eje 6 con un control PID con compensación de fricción estática	74
4.26	Respuesta del servomecanismo del eje 6 con control PID con compensación de fricción estática	75
4.27	Respuesta transitoria del servomecanismo del eje 6 con control PID con compensación de fricción estática	76
4.28	Esquema del controlador autoajutable aplicado a un servomecanismo	77

4.29	Respuesta del sistema con control PID autoajustable (M.F. 60°)	79
4.30	Respuesta del sistema con control PID autoajustable (M.F. 45°)	79
4.31	Comparativo de las respuestas del sistema con controladores PD y PID con compensación de fricción estática y del control PID autoajustable	80
4.32	Esquema de conexión de la tarjeta PMAC, los servodrivens y los servomotores	81
4.33	Pantalla principal de PWIN	82
4.34	Utilería para control manual del movimiento de cada eje (Jogging)	82
4.35	Regulador PID y filtro Notch de la tarjeta PMAC	83
4.36	Utilería para auto sintonía del regulador PID	84
4.37	Utilería para determinar el nivel Offset del DAC	84
4.38	Utilería para ajuste de las ganancias del regulador PID	85
4.39	Configuración del filtro Notch	85
4.40	Configuración del filtro pasa bajos	86
4.41	Utilería para monitoreo de las variables del servomecanismo	87
4.42	Utilería "Quick Plot" para monitoreo de las variables del servomecanismo	87
4.43	Selección de los servomotores a monitorear	88
4.44	Respuesta de los seis servomecanismos para un desplazamiento de 1000 cuentas del encoder	88

Capítulo I INTRODUCCIÓN

La automatización de los procesos de manufactura es una exigencia para las industrias existentes en el país. La globalización ofrece grandes oportunidades de desarrollo, pero requiere de sistemas competitivos, económicos y confiables.

Dentro de los sistemas automáticos se pueden encontrar controladores electrónicos tipo analógico, controladores lógicos programables (PLC) y sistemas controlados por computadora, entre otros. Cada control tiene sus ventajas y desventajas, los más sencillos y económicos, son también muy limitados; por otra parte, si el sistema de control es capaz de controlar procesos complejos de una manera eficiente y confiable, resulta muy sofisticado y costoso.

Spong dice: “En el tiempo presente, el robot representa la forma más alta de automatización” (Spong 1989). La utilización de robots en los modernos sistemas de manufactura aporta grandes beneficios, como: la estandarización e incremento de la calidad del producto, el notable incremento de los niveles de productividad, así como la reducción de operaciones riesgosas para los operadores humanos.

La definición de robot industrial adoptada por el Instituto de Robots de América (RIA) es: “*Un robot es una máquina multifuncional reprogramable diseñada para mover materiales, partes, herramientas o dispositivos especializados a través de desplazamientos programados para el desarrollo de una variedad de tareas*”(RIA, 2003).

En este trabajo el término robot significa un manipulador mecánico para uso industrial controlado por una computadora a través de sistemas electrónicos. La principal distinción entre un robot manipulador y un robot móvil está en la capacidad de desplazamiento en el medio ambiente, un robot manipulador consiste en una secuencia de eslabones unidos entre sí por acoplamientos que pueden ser rotativos o prismáticos.

La robótica es un campo relativamente nuevo de la tecnología moderna, en ella convergen múltiples disciplinas como las ingenierías eléctrica, electrónica, mecánica, industrial y ciencias computacionales además de la teoría de control entre otras. Mientras que la *Robótica Avanzada*, que se encuentra en sus inicios, estudia los robots con avanzadas características de autonomía por su capacidad de adaptar por sí mismo su comportamiento ante incertidumbres en su medio ambiente, la *Robótica Industrial* se ocupa del diseño, control y aplicación de robots en los procesos de producción de la industria y se encuentra en un gran nivel de madurez (Santibáñez V. 1997).

Los beneficios más importantes aportados por los sistemas robóticos en la industria son: el incremento de productividad, el mejoramiento de la calidad de los productos, su inherente flexibilidad en la manufactura, la eliminación de tareas tediosas o peligrosas para el ser humano; pero existen otras que, sin ser las de mayor importancia,

influyen en la decisión de instalar un robot como puede ser la de mejorar la imagen de la empresa ante sus clientes potenciales.

En la comunidad industrial del Estado de Querétaro se desarrolla una importante participación en la producción de partes para la fabricación de automóviles. Una tarea relevante por su complejidad y riesgo para la salud del operario es la soldadura de partes metálicas, ésta puede ser desarrollada por sistemas automáticos como los robots manipuladores. La tarea de soldadura, así como la de pintura por emulsión, se consideran dentro de la categoría de movimientos de los robots manipuladores que no requieren aplicar fuerzas sobre su medio ambiente, se habla entonces de control de movimiento (Santibáñez V. 1997). Existen otros tipos de especificaciones de control de robots manipuladores que implican la aplicación de fuerzas y/o movimientos con el medio ambiente, como en tareas de pulido de superficies, desbastado de materiales y ensambles de precisión entre otras. Encontrar una función vectorial de pares aplicados a las articulaciones de un robot para que siga con precisión una posición deseada se denomina control de movimiento. Si esta posición deseada es constante, entonces se tiene un caso particular conocido como control de posición pura o simplemente control de posición. Se requiere entonces que el robot manipulador siga trayectorias en el espacio tridimensional previamente descritas por un patrón. Controlar el robot, para que siga una trayectoria previamente definida, es una tarea compleja, y requiere un análisis minucioso de los sistemas mecánicos y electrónicos del robot, así como del algoritmo que se emplee para el seguimiento de trayectorias.

En el ámbito internacional existen grandes avances en el análisis para el control de movimientos del robot, los cuales están planteados en la literatura de control de robots (Spong, 1989), sin embargo, en el Estado de Querétaro sólo existen algunos cuantos trabajos de investigación en este campo, como el que desarrolla actualmente en CIATEQ el Dr. López I. (2002), "Knowledge acquisition and learning in unstructured robotic assembly environments" (Adquisición de conocimiento y aprendizaje en ambientes de ensamble robóticos no estructurados). En la Universidad Autónoma de Querétaro se encuentra en desarrollo una estación robotizada de soldadura. El propósito de este proyecto es proveer a la industria local tecnología robótica para procesos de manufactura a un costo efectivo (Gómez-Loenzo Roberto et al, 2002).

En el área de la ingeniería, el desarrollo de este proyecto representa un avance significativo para fomentar el desarrollo de la industria local y nacional al promover la actualización tecnológica de los procesos de producción. También tiene una relevante influencia en área académica al fomentar estudios en el campo de la robótica.

I.1 Planteamiento del problema

En el área de posgrado de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Querétaro, se ha adquirido un robot industrial marca CLOOS con capacidad de 5 kg con la finalidad de desarrollar la tecnología para su control. La

primera aplicación del robot será en una celda de soldadura de autopartes y posteriormente se usará en la manipulación y transporte de materiales.

Este trabajo será además de una parte de la solución al problema de la automatización de soldadura de partes metálicas, una base sobre la cual plantear el desarrollo de otras investigaciones, con el propósito de alcanzar un nivel tecnológico de vanguardia en el control de robots.

Este proyecto consiste en el desarrollo de un algoritmo computacional capaz de controlar el robot tipo puma para el control de posición. El propósito consiste en satisfacer varias necesidades, primeramente la industria del Estado de Querétaro, dedicada en su mayoría a la manufactura, requiere automatizar sus procedimientos de fabricación. El empleo de robots constituye una excelente opción para realizar tareas complejas como transporte de materiales, pintura y soldadura, en las que se requiere realizar desplazamientos no regulares en el espacio tridimensional.

La solución no es simplemente adquirir el robot e instalarlo, se requiere la participación de personal capaz de aplicar mantenimiento preventivo y correctivo, realizar ajustes y/o adaptaciones posteriores. Para realizar las actividades antes descritas, es necesaria la formación teórico-práctica de personal dedicado al desarrollo, aplicación y adecuación de esta tecnología a las necesidades de la industria local.

De igual manera, se requieren investigadores en esta área que contribuyan al desarrollo de esta tecnología en los centros de investigación e instituciones educativas de nivel superior. El algoritmo computacional es una parte medular para el control del robot para el seguimiento de trayectorias, ya que éste realiza el control y el monitoreo de todos los elementos que componen el sistema mediante una computadora.

Al desarrollar este proyecto se contribuirá a la formación de recursos humanos calificados tanto para satisfacer las necesidades industriales como académicas.

El principal objetivo es realizar el *control de posición del robot manipulador* para que recorra trayectorias en el espacio tridimensional. Para alcanzar el objetivo principal se consideran los objetivos específicos siguientes:

- Analizar el modelo dinámico de los servosistemas del robot para determinar su modelo matemático.
- Analizar los resultados de los trabajos desarrollados por los integrantes del equipo que participan en este proyecto.
- Desarrollar y aplicar controladores para cada uno de los ejes, basado en el algoritmo proporcional derivativo con compensación de gravedad y compensación de fricción estática.[12]
- Analizar el desempeño de los controladores de posición desarrollados.

Capítulo II ESTADO DEL ARTE

La creciente aplicación de sistemas robóticos abarca muy diversas áreas como los procesos de producción, inspección y diagnóstico, limpieza, y medicina entre otras. Debido a lo anterior, el estudio de los sistemas robóticos y los algoritmos para su control son ampliamente estudiados y desarrollados agregando mejoras para optimizar su desempeño, sin embargo, los resultados de los estudios con los que son desarrollados los robots para aplicaciones industriales son celosamente guardados por los fabricantes. Los líderes en este campo de investigación son: EUA, Japón y países europeos (Somló J., Lantos B., Cat P.T., 1997).

Aunque existen diferentes algoritmos aplicables al control de robots como reguladores autoajustables, redes neuronales y algoritmos genéticos, el más aplicado hasta la fecha es el control proporcional-integral-derivativo "PID" (Meza J. L., Santibáñez V. 2002; Álvarez et al, 2001). De hecho se estima que más del 95% de los reguladores instalados en las industrias constituyen una u otra modificación del algoritmo PID (Aguado, 2000). El control PID básico requiere, para optimizar el desempeño del robot, compensaciones de no linealidades o efectos que actúan como perturbaciones, por lo cual se han desarrollado modificaciones al controlador PID.

En el año 2002 Meza J. L. y Santibáñez V. (Meza J. L. y Santibáñez V., 2002) realizaron una presentación sobre el desempeño de reguladores PID lineales y no lineales para robots manipuladores en el "Tercer simposio internacional en robótica y automatización" (3rd International Symposium on Robotics and Automation). En este reporte se analizan los siguientes controladores: PD con compensación de gravedad, PD con compensación deseada de gravedad, Tanh-D con compensación de gravedad, regulador PID lineal y SP-ID (saturado). En la figura 2.1 se muestra el esquema del controlador PD con compensación de gravedad en la que se realiza una medición del efecto de la gravedad y por consiguiente se compensa.

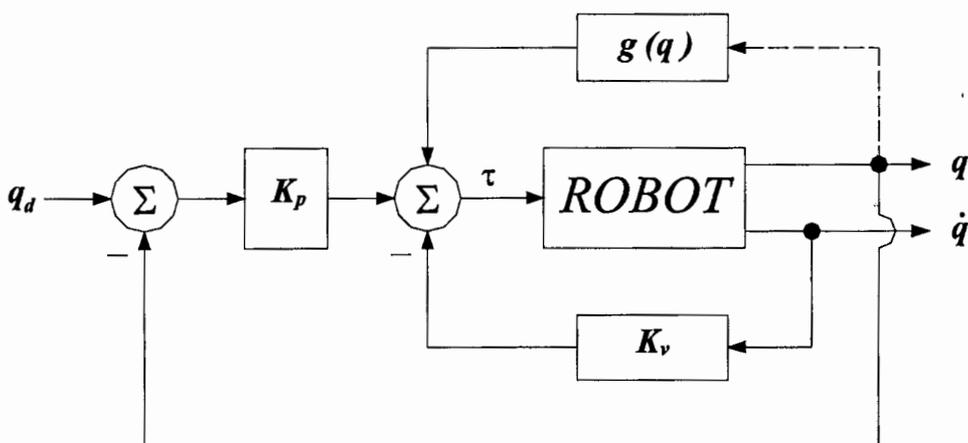


Figura 2.1 Controlador PD con compensación de gravedad

Donde:

q_d	Es la posición deseada
Q	Es la posición actual
\dot{q}	Es la velocidad actual
$G(q)$	Es el efecto de la gravedad
K_p	Es la ganancia proporcional
K_v	Es la ganancia de retroalimentación de la velocidad
τ	Es el par aplicado al robot

La ley de control de este regulador es la siguiente:

$$\tau = K_p \tilde{q} - K_v \dot{q} + g(q) \quad (2.1)$$

donde

$$\tilde{q} = q_d - q \quad (2.2)$$

Un planteamiento diferente se observa en la figura 2.2, en este esquema se muestra un controlador PD con compensación deseada de gravedad, la diferencia con el esquema anterior reside en que en el segundo no se realiza medición del efecto de la gravedad sino que es estimado ($g(q_d)$), o calculado fuera de línea y se compensa basado en esa estimación y su ley de control es:

$$\tau = K_p \tilde{q} - K_v \dot{q} + g(q_d) \quad (2.3)$$

Los dos controladores anteriores son los reguladores globales más simples para robots manipuladores, aún cuando el ajuste de las ganancias proporcional y derivativa son muy sencillas. Sin embargo, se requiere un conocimiento exacto del par debido al efecto gravitacional.

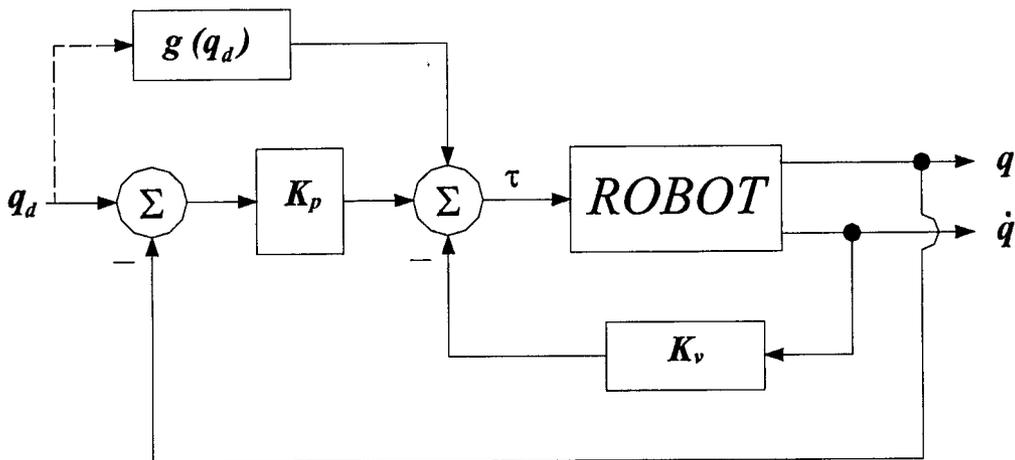


Figura 2.2 Controlador PD con compensación deseada de gravedad

Si no se conoce exactamente el par debido al efecto gravitacional, el problema se puede resolver eficientemente utilizando un controlador PID.

El regulador PID tiene una estructura sencilla y ha demostrado ser efectivo para el control de posición de robots manipuladores. En la figura 2.3 se muestra el esquema de un controlador PID. Donde K_i es la ganancia integral y su ley de control es:

$$\tau = K_p \tilde{q} - K_v \dot{q} + K_i \int_0^t \tilde{q}(\sigma) d\sigma \quad (2.4)$$

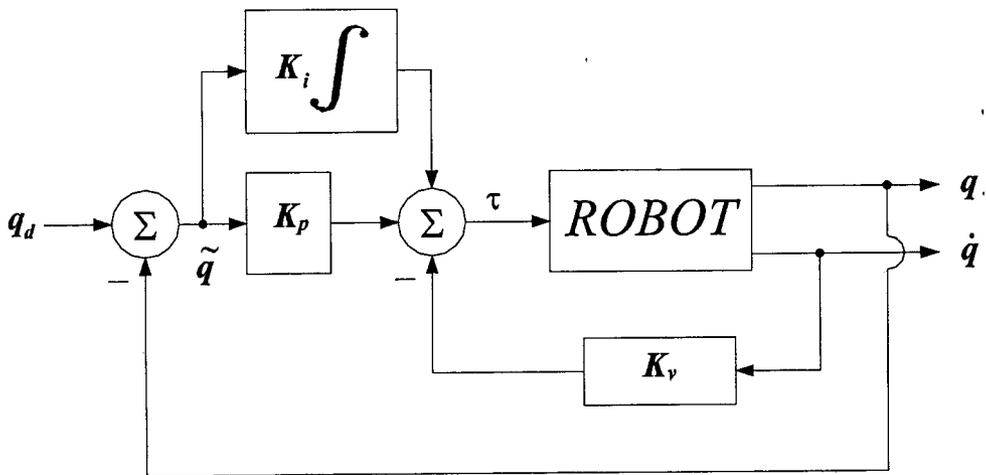


Figura 2.3 Controlador PID

También se analizó una clase especial de controladores PID no lineales, el controlador SP-ID (saturado) que fue introducido por Arimoto en 1995 (Arimoto, 1995), donde la ley de control es:

$$\tau = K_i \tilde{q} + K_{pa} \text{sen}[\tilde{q}] - K_v \dot{q} + K_i \alpha \int_0^t \text{sat}(\tilde{q}(\sigma)) d\sigma \quad (2.5)$$

donde:

K_{pa} es una matriz diagonal positiva de $n \times n$
 $\text{sen}[\tilde{q}] = [\text{sen}(\tilde{q}_1), \text{sen}(\tilde{q}_2), \dots, \text{sen}(\tilde{q}_n)]^T$

y

$$sat(\bar{q}) = sen(\bar{q}) = \begin{cases} sen(\bar{q}) & si |\bar{q}| < \pi/2 \\ 1 & si |\bar{q}| \geq \pi/2 \\ -1 & si |\bar{q}| \leq \pi/2 \end{cases} \quad (2.6)$$

Se evaluó el desempeño y estabilidad del controlador PID lineal y el controlador PID no lineal empleando un robot manipulador de dos grados de libertad tipo revoluta (manipulador elbow plano). Este manipulador cuenta con servomotores de transmisión directa, sin escobillas y alto par, por lo que no tiene reducción de engranes. Las ventajas de estos actuadores incluyen la ausencia de juego mecánico y una fricción significativamente menor que la de los actuadores con reducción de engranes (Santibáñez V. 1997). En la figura 2.4 es mostrado el manipulador, el significado de los símbolos se presenta en la tabla 2.1 y los valores numéricos han sido tomados de “A direct drive robot for control research” (un robot de transmisión directa para investigación en control)(Reyes F., Kelly R., 1996). Los pares máximos aplicados por los actuadores son: $\tau_{1\text{máx}} = 150 \text{ N}\cdot\text{m}$ y $\tau_{2\text{máx}} = 15 \text{ N}\cdot\text{m}$.

Las posiciones iniciales fueron $q_1(0) = 0$ y $q_2(0) = 0$ mientras que las posiciones deseadas fueron $q_1(0) = \pi/4$ y $q_2(0) = \pi/2$. Los resultados de la simulación son presentados en la figura 2.5.

Descripción	Símbolo	Valor	Unidad
Longitud de eslabón 1	L_1	0.45	m
Longitud de eslabón 2	L_2	0.45	m
Centro de masa del eslabón 1	l_{c1}	0.91	m
Centro de masa del eslabón 2	l_{c2}	0.048	m
Masa del eslabón 1	M_1	23.902	kg
Masa del eslabón 2	M_2	3.88	kg
Inercia eslabón 1	I_1	1.266	kg/m^2
Inercia eslabón 2	I_2	0.093	kg/m^2
Aceleración gravitacional	g	9.8	m/s^2

Tabla 2.1 Parámetros del robot manipulador de dos grados de libertad

También en el año 2002, Chaparro S. R. (Chaparro S. R. 2002), presentó la tesis de maestría “Sistema de control de posicionamiento de alta precisión considerando fricción estática y juego mecánico” en la cual aplica un algoritmo de control para mejorar la precisión en el seguimiento de trayectorias de una plataforma de posicionamiento lineal. El algoritmo propuesto es un controlador adaptable que incluye compensación de fricción.

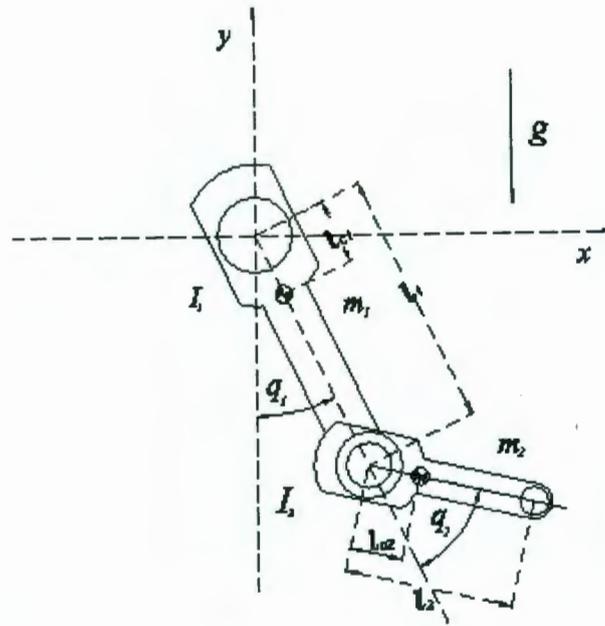


Figura 2.4 Robot manipulador de dos grados de libertad

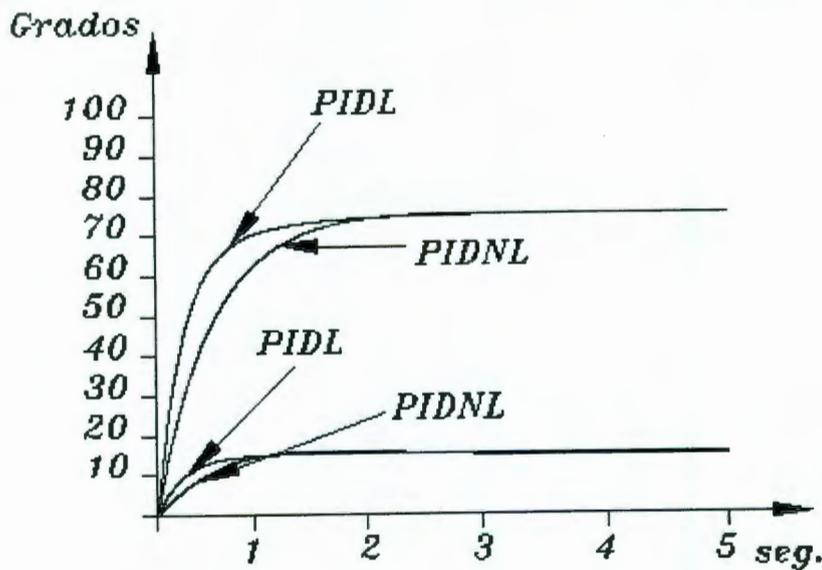


Figura 2.5 Resultados de la simulación

En este trabajo se analiza la fricción como un fenómeno existente en los servomecanismos. La fuerza de fricción es una influencia negativa en la precisión de las tareas a realizar por los mecanismos, por lo que se hace necesario conocer su comportamiento para compensar sus efectos.

Aún cuando existen trabajos anteriores, es hasta 1886 que Reynolds (1866) presenta un modelo completo de los efectos de la fricción estática, la de Coulomb y la

viscosa. El modelo propuesto por Reynolds aún se utiliza en trabajos de ingeniería debido a su sencillez, en la figura 2.6 se muestra el modelo y su descomposición en sus diferentes efectos.

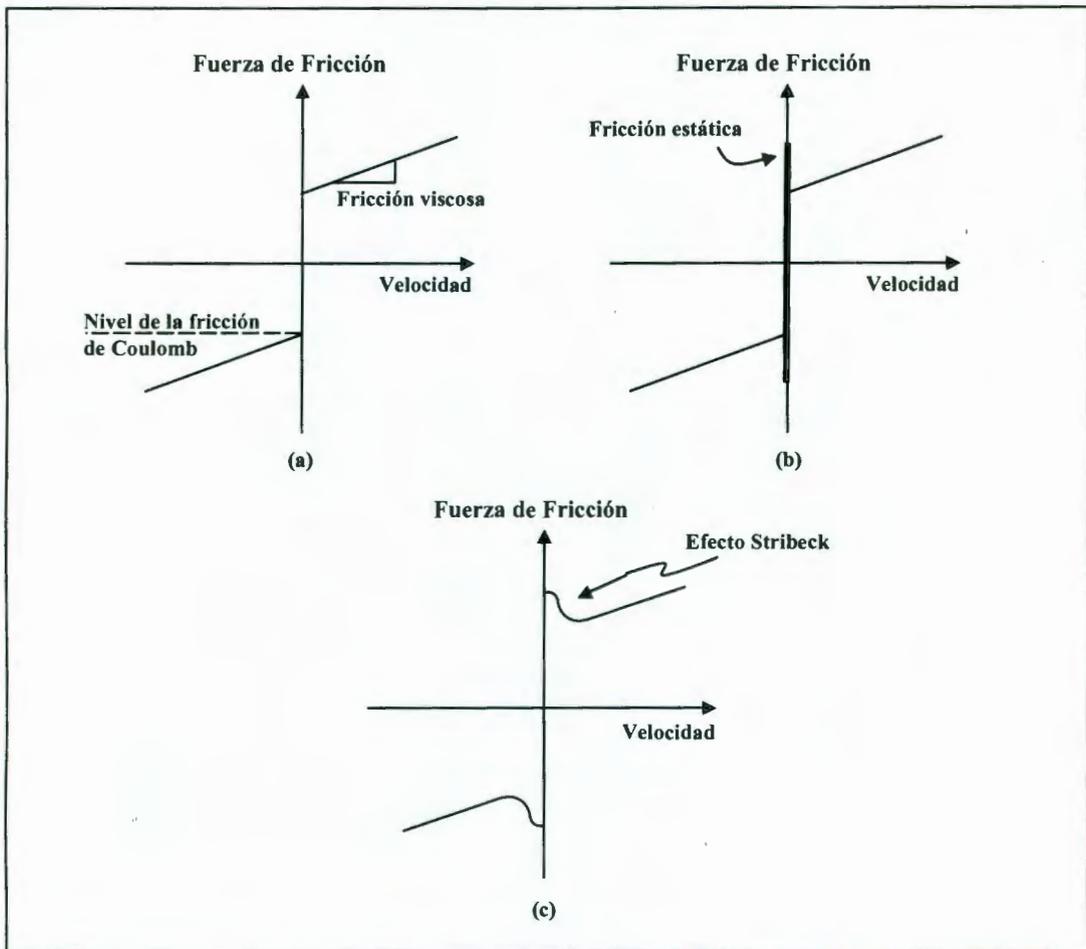


Figura 2.6 Modelos de fricción (a) Coulomb + viscosa, (b) estática + Coulomb + viscosa, (c) viscosa negativa + Coulomb + viscosa (Stribeck)

Es en 1930 cuando en Inglaterra se crea la Tribología, ciencia encargada del estudio de la fricción y efectos de la lubricación con el objetivo de reducir los costos que genera el ignorar su influencia en el desarrollo industrial.

En 1995 G. Song presenta un trabajo relacionado con la compensación robusta de la fricción para un regulador de posicionamiento de precisión (Song, 1995). En este trabajo se hace un análisis más profundo de los efectos de la fricción en el posicionamiento de un mecanismo para alta precisión estableciendo de forma explícita tres efectos en los cuales se puede descomponer la fricción: el coeficiente de fricción viscosa, efecto directamente relacionado con la velocidad del movimiento, la fricción estática o máximo par necesario para iniciar el movimiento y el efecto Stribeck, considerado como el comportamiento exponencial de la fricción una vez iniciado el movimiento.

Chaparro también analiza el trabajo desarrollado por Johari V. M. Et al, en 1995 (Johari, 1995) en el cual se establece un modelo completo de los fenómenos asociados a la fricción. En este modelo se consideran la fricción estática, la fricción de Coulomb, la fricción viscosa y un término descrito como efecto Stribeck, el cual sólo influye en el inicio del movimiento o cuando existen cambios en la dirección o sentido de los cuerpos friccionando. En la figura 2.7 se observa la respuesta típica del modelo propuesto por Johari.

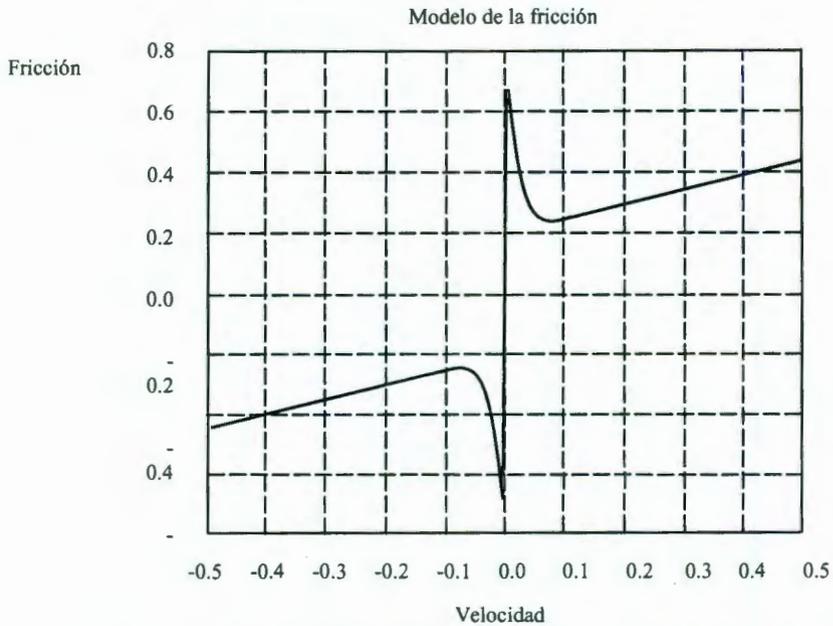


Figura 2.7 Respuesta típica del modelo propuesto por Johari

Finalmente, Chaparro hace una propuesta de solución basado en el trabajo desarrollado por Armstrong et al (Armstrong, 1997), en la cual establece un análisis considerando cinco aspectos como se muestra en la figura 2.8.

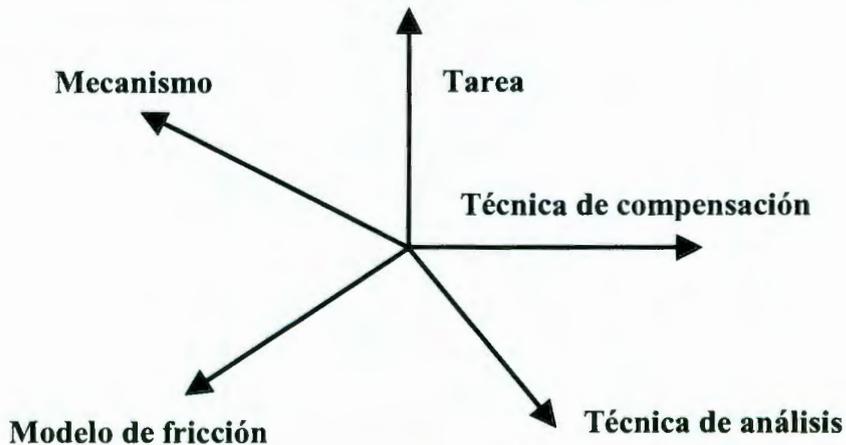


Figura 2.8 Análisis de máquinas con fricción

La tarea es la acción ha realizar por parte del mecanismo y que puede ser de posicionamiento, en la cual se controlan la posición final del ser un mecanismo, de seguimiento de trayectorias a bajas velocidades, de seguimiento a altas velocidades y de seguimiento en ambos sentidos de dirección.

El mecanismo propuesto se muestra en la figura 2.9, un modelo analógico para el sistema es:

$$\frac{\Omega(s)}{V(s)} = \frac{K_t / K_m}{s(\tau_m(\tau_a s + 1)(s + J/B) + 1)} \quad (2.7)$$

considerando:

$$\frac{1}{L_a + R_a} = \frac{k_1}{\tau_a s + 1} \quad (2.8)$$

y

$$\frac{1}{Js + B} = \frac{k_2}{\tau_m s + 1} \quad (2.9)$$

donde:

- R_a Es la resistencia de armadura,
- L_a Es la inductancia de armadura,
- K_e Es la constante de tensión contraelectromotriz,
- J Es el momento de inercia del servomotor
- B Es el término de amortiguamiento viscoso
- T_f Es la constante de par generado por la fricción
- $V(s)$ Es la tensión de alimentación del servo motor
- $\Omega(s)$ Es la velocidad del servomecanismo

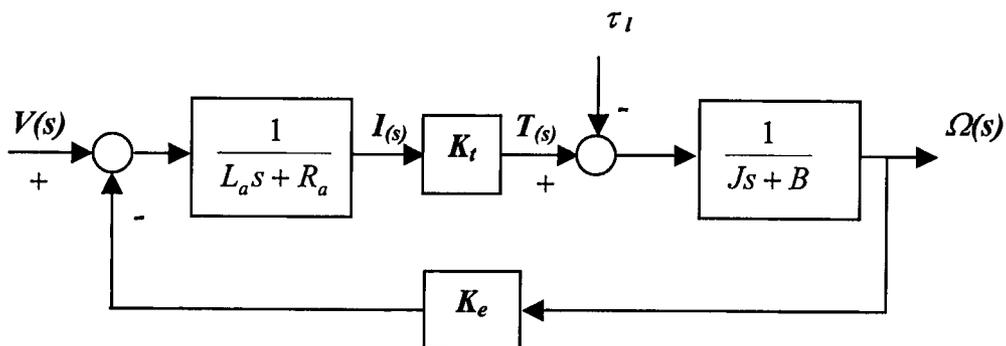


Figura 2. 9 Diagrama de bloques de motor (Lord)

El **modelo de fricción** se determina considerando la fricción dinámica, que se expresa como:

$$F_f = a\omega(t) \quad (2.10)$$

y el punto de ruptura (inicio del movimiento) como:

$$F_2 = b\mu(\omega(t)) \quad (2.11)$$

y el modelo de fricción queda como:

$$F = F_1 + F_2 \quad (2.12)$$

La técnica de compensación es necesaria para reducir los efectos no lineales del sistema, en este caso consiste en una alimentación feed forward la cual se aplica a partir de los conocimientos que se tienen de la estimación de los parámetros de fricción realizados fuera de línea. El esquema de compensación se presenta en la figura 2.10.

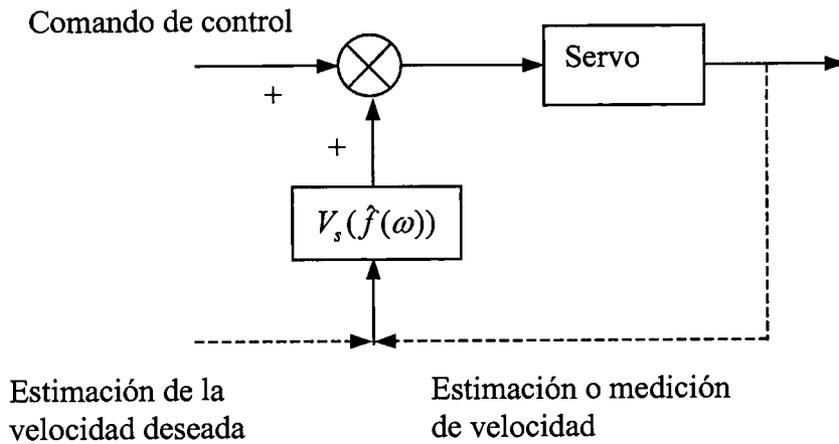


Figura 2.10 Esquema de compensación

La técnica de análisis empleada para resolver el problema de control considera perturbaciones en el proceso a controlar por lo que se emplea un controlador adaptable.

El modelo del sistema se describe por:

$$\begin{aligned} y_n + A_1 y_{n-1} + \dots + A_p y_{n-p} = \\ B_1 u_{n-d} + B_2 u_{n-d-1} + \dots + B_q u_{n-d-q+1} \\ + \omega_n + C_1 \omega_{n-1} + \dots + C_r \omega_{n-r} \\ n \geq 0; \end{aligned} \quad (2.13)$$

$$y_n = \omega_n = 0, \quad u_n = 0, \quad n \geq 0; \quad p \geq 0, \quad r \geq 0, \quad d \geq 0 \quad (2.14)$$

Se emplea el método de mínimos cuadrados para la estimación de parámetros del sistema basado en los datos de entrada salida (u_i, y_i) .

Chaparro presenta los resultados de la prueba que consiste en el seguir una referencia que es una línea recta seguida de un círculo completo (en un eje representado

por una señal cosenoidal) y menciona que el porcentaje de error no es mayor al 1%. La figura 2.11 muestra los resultados de la prueba.

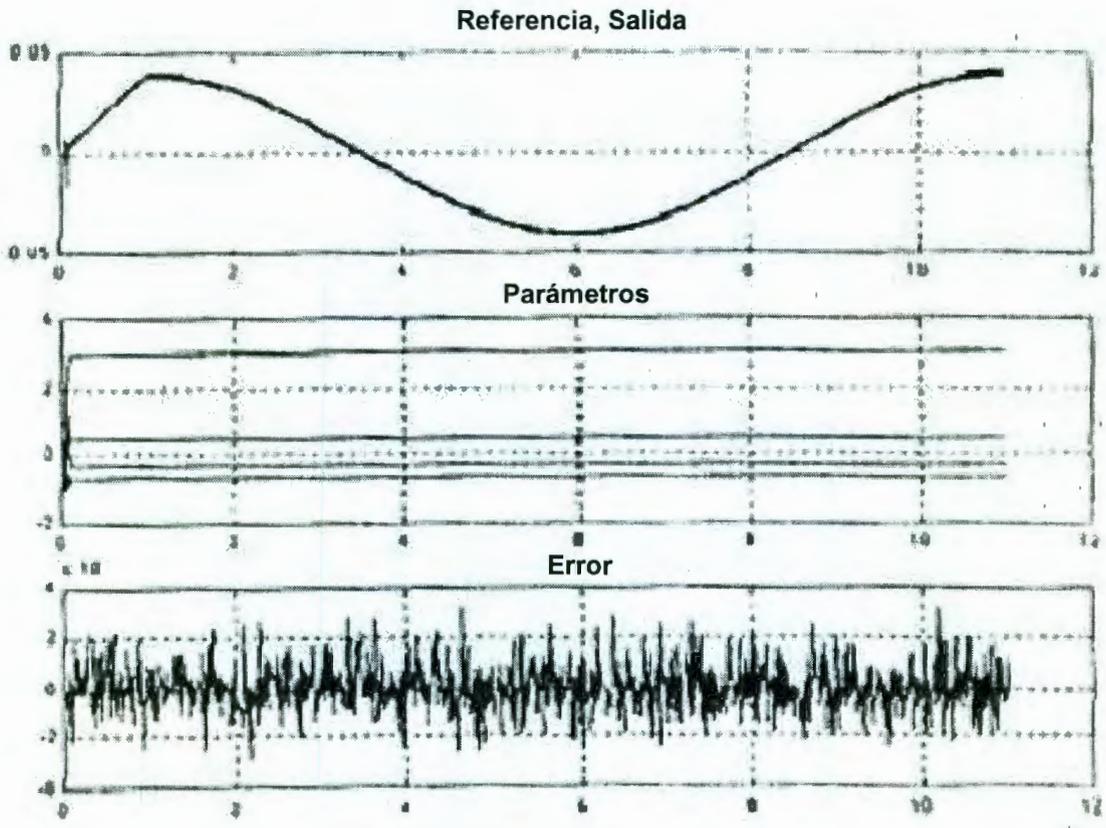


Figura 2.11 Sistema de control considerando ruido[11]

Castillo (Castillo et. al., 1998) presenta un estudio en el cual propone un método para mejorar la precisión en el movimiento de máquinas herramientas por medio de la compensación de la fricción estática. En la figura 2.12 se muestra el esquema del modelo de control en el cual se ha agregado un compensador de la fricción estática al controlador PID. La compensación de la fricción estática tiene una configuración *anticipativa* (feedforward):

$$u_{cf}(t) = v_R \text{sign}(\dot{x}_d(t)) \tag{2.15}$$

donde:

- $u_{cf}(t)$ es la señal de compensación de la fricción estática,
- v_R es la estimación experimental del parámetro de tensión de ruptura,
- $\text{sign}()$ es la función signo,
- $\dot{x}_d(t)$ es la velocidad deseada.

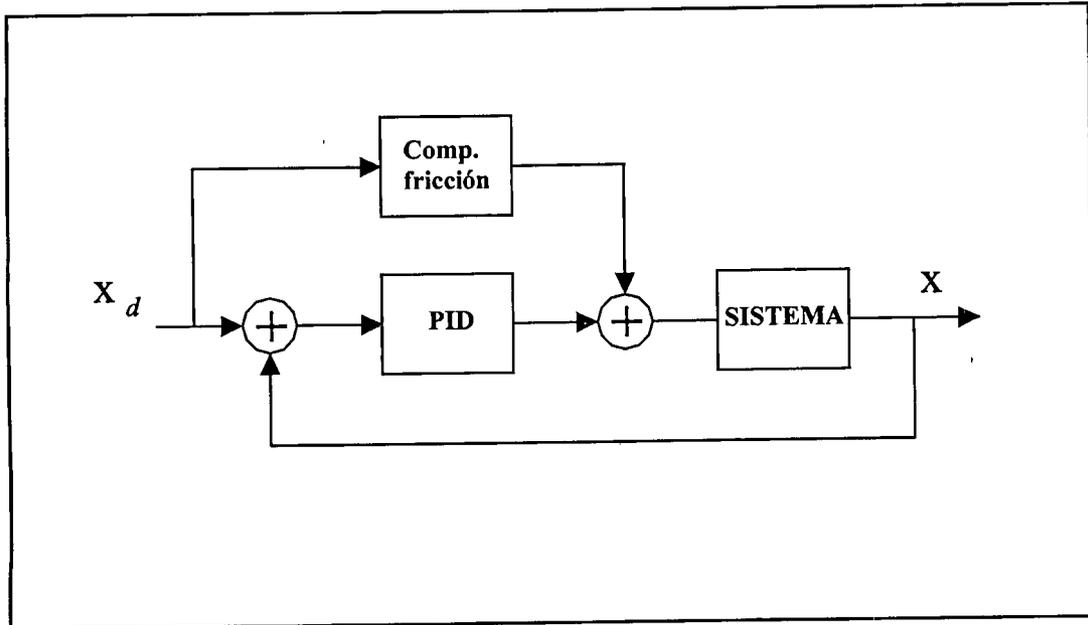


Figura 2.12 Controlador más compensación feedforward

En el citado estudio se presenta la compensación anticipativa empleando los parámetros estimados fuera de línea, pero recomienda realizar la identificación de los parámetros en línea para lograr la reducción de los efectos generados por los cambios de masa y de carga observados a lo largo de una trayectoria deseada. La recomendación anterior surge al observar una considerable reducción en el error de seguimiento al aplicar la compensación anticipativa.

En el año 2001, Álvarez et al (2001) ha presentado un control PID lineal saturado para robots manipuladores, basado en el trabajo de Colbaugh et. al. (1997), quien introdujo un esquema simple de regulación de posición, el cual consiste en un controlador PD saturado para control de posición y una ley no lineal adaptable para garantizar la convergencia al punto deseado. En este trabajo se considera la dinámica de un robot manipulador de n grados de libertad sin fricción ni perturbaciones externas como:

$$M(q)\ddot{q} + C(q,\dot{q})\dot{q} + g(q) = \tau \quad (2.16)$$

Donde $q \in \mathbb{R}_n$ es el vector de posición de las uniones (o desplazamientos), $\tau \in \mathbb{R}_n$ es el vector de de $n \times 1$ de llamado de fuerzas externas, siendo éste los pares y fuerzas aplicadas por los actores en las articulaciones, $M(q) \in \mathbb{R}_n \times n$ es una matriz simétrica definida positiva de $n \times n$ llamada de inercias, $C(q, \dot{q}) \dot{q} \in \mathbb{R}_n \times n$ es una matriz de $n \times n$ llamada de fuerzas centrífugas y de Coriolis y $g(q) \in \mathbb{R}_n$ es el vector de $n \times 1$ de pares gravitacionales obtenido como el gradiente de la energía potencial del robot $G(q)$ debido

a la atracción gravitacional. Se consideran también, para este estudio, que las articulaciones del robot son tipo revoluta (rotacionales).

El control PID lineal saturado propuesto es: $\tau = T_s \text{PID}(q, \dot{q})$, donde:

$$T_s^{\text{PID}}(q, \dot{q}) \stackrel{\text{def}}{=} \text{Sat}(\tau_{dc} - K_P(q - q_d) - K_I \int_0^t [q(\sigma - q_d)] d\sigma; \tau_{PI}^{\text{max}}) + \text{Sat}(-K_D \dot{q}; \tau_D^{\text{max}}) \quad (2.17)$$

donde $q_d \in \mathbf{R}^n$ son las posiciones deseadas en las uniones, $\tau_{dc} \in \mathbf{R}^n$ es el suministro dc-bias, K_P, K_I son las matrices simétricas positivas definidas de las ganancias y K_D es una matriz diagonal positiva definida.

El vector valuado de la función $\text{Sat}(\tau; \tau^{\text{max}}) \stackrel{\text{def}}{=} (\text{sat}(\tau_1; \tau_1^{\text{max}}), \dots, (\text{sat}(\tau_n; \tau_n^{\text{max}})))^T \in \mathbf{R}^n$, donde $\text{sat}(\tau_i; \tau_i^{\text{max}})$ es la función estándar de saturación con $\pm \tau_i^{\text{max}}$ son los límites de saturación máximos y mínimos.

Álvarez prueba en este artículo que un control PID lineal saturado para manipuladores logra la estabilidad semiglobal asintótica si los límites de par del controlador son mayores que los pares gravitacionales, si la ganancia derivativa es suficientemente grande y si la ganancia integral es suficientemente pequeña.

También en el año 2001 Moreno J. (Moreno et al, 2001) presenta un artículo sobre control de velocidad de robots manipuladores con compensación de fricción. En este trabajo se trata el problema de control de velocidad articular de robots manipuladores considerando la presencia de fricción en las articulaciones del robot. Se proponen tres esquemas de control para solucionar dicho problema y finalmente se muestran resultados experimentales en un robot de transmisión directa de dos grados de libertad, el mismo utilizado por Meza J. L. y Santibáñez V. (Meza J. L. y Santibáñez V., 2002). Moreno menciona que la mayoría de los robots industriales, como el Puma 560 de Unimation, usan un lazo interno de velocidad en forma adicional a un lazo externo de posición y que la fricción es un fenómeno que va en contra de la buena ejecución en los movimientos efectuados por servomecanismos, tales como robots manipuladores y otras herramientas automatizadas.

Los esquemas de control propuestos son: control de velocidad por dinámica inversa (par calculado), control PD con compensación y control PD+. Estos esquemas de control fueron propuestos originalmente para resolver el problema de control de seguimiento de trayectorias (trajectory tracking control). Moreno también considera el modelo dinámico de robots planteado en (2.7) para un robot de n eslabones seriales con articulaciones rotacionales, pero agrega $f(z, q)$ que es un vector de $n \times 1$ que representa los pares de fricción para cada articulación.

$$M(q)\ddot{q} + C(q)\dot{q} + g(q) + f(z, q) = \tau \quad (2.18)$$

El modelo de Dahl que representa los pares de fricción para cada articulación es:

$$\dot{z} = -\Psi(q)z + \dot{q} \quad (2.19)$$

$$f(z, q) = F_v \dot{q} + \sum_0^z \quad (2.20)$$

donde $\Sigma_0 = \text{diag}\{\sigma_{01}, \dots, \sigma_{0n}\}$ es una matriz definida positiva que contiene los coeficientes de rigidez de cada articulación, $\Psi(q) = \left\{ \frac{\sigma_{01}}{f_{c1}} |\dot{q}_1|, \dots, \frac{\sigma_{0n}}{f_{cn}} |\dot{q}_n| \right\}$ es una matriz diagonal que puede ser semipositiva definida o positiva definida en la cual f_{ci} representa el coeficiente de fricción de Coulomb para cada articulación; $F_v = \text{diag}\{f_{v1}, \dots, f_{vn}\}$ es una matriz diagonal definida positiva que contiene los coeficientes de fricción viscosa para cada articulación y $z = [z_1, \dots, z_n]^T$ es el estado interno del modelo de fricción pedal, el cual no es medible.

2.1 Desarrollo en la Universidad Autónoma de Querétaro

En la Maestría en Instrumentación y Control Automático de la Universidad Autónoma de Querétaro se realiza un proyecto titulado “Desarrollo de una estación robotizada de soldadura”. En el laboratorio de la Maestría existe un robot industrial para éste proyecto y se ha desarrollado un gabinete con las etapas de control y potencia para controlarlo.

Erika Martínez Ramírez realizó el estudio de la cinemática de un robot industrial existente en el laboratorio de la Maestría en Instrumentación y Control automático de la UAQ (Martínez, 2001), en el cual describe la cinemática directa e inversa del manipulador robótico de seis grados de libertad. En ésta se emplea la convención Denavit-Hartenberg para obtener la cinemática directa, con lo cual es posible obtener la posición y orientación del efector final, $x = (p_x, p_y, p_z, \psi, \theta, \phi)$, a partir de las posiciones angulares de cada uno de los ejes, $\Theta = (\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \theta_5, \theta_6)$.

donde:

p_x, p_y y p_z son las coordenadas en los ejes X, Y y Z respecto a un marco de coordenadas O_0 .

ψ, θ y ϕ son los ángulos de orientación del órgano terminal respecto a un marco de coordenadas O_0 .

Las metodologías propuestas por Spong y Vidyasagar son empleadas para el cálculo del modelo cinemático inverso del robot analizado. Además se desarrolló un simulador gráfico de seguimiento de trayectorias para visualizar los movimientos del robot antes de ejecutarlos. El software empleado es 3D Studio MAX versión 2.5. En la figura 2.13 se muestra el modelo esquemático del robot Cloos tipo Romat 56, donde $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \theta_5$ y θ_6 son los desplazamientos angulares corresponden a los ejes del robot.

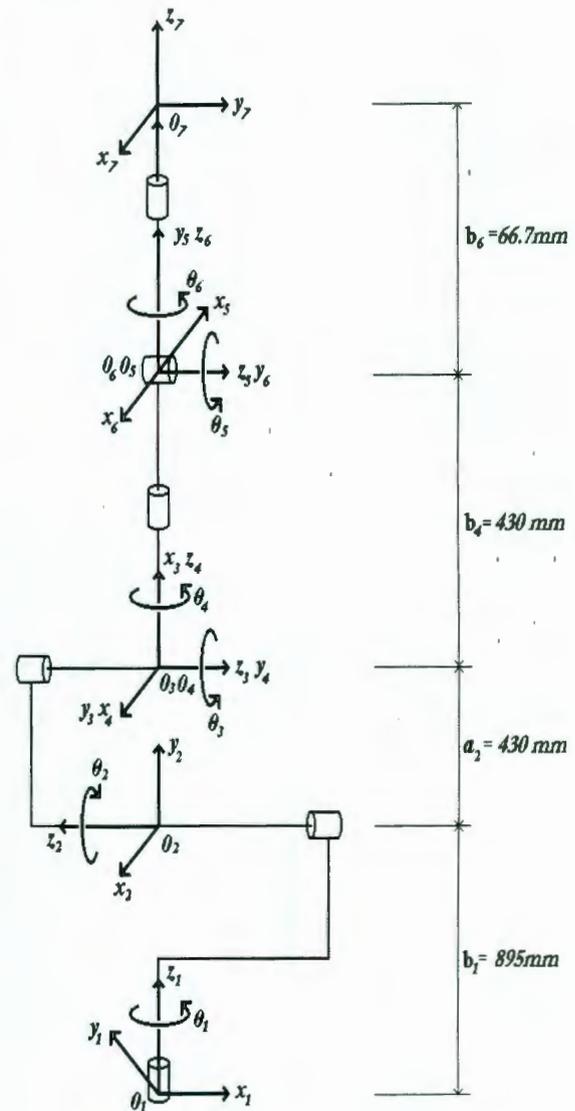
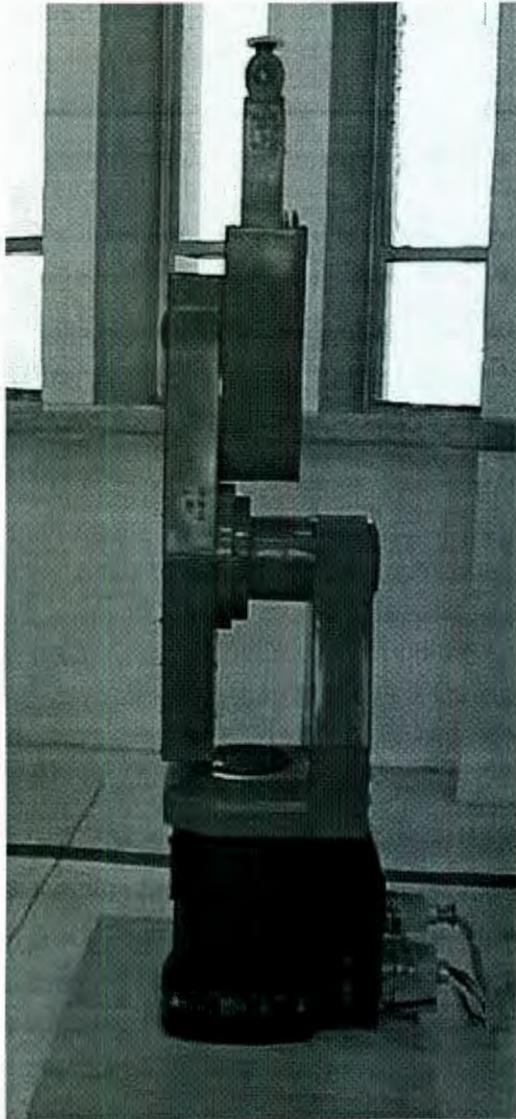


Figura 2.13 Modelo esquemático del robot Cloos tipo Romat 56

El simulador gráfico tiene una interfase en la que el usuario puede rotar cada uno de los eslabones para conocer la posición del órgano terminal y de igual modo se puede indicar una trayectoria por medio de una ecuación paramétrica o especificando un punto en el espacio y el programa realiza los cálculos necesarios para rotar cada uno de los ejes y posicionar el órgano terminal en la configuración deseada. Además, este último puede tener una orientación fija en cada punto de la trayectoria o puede tener una orientación variable que dependerá de los marcos de dirección que se especifiquen en la trayectoria realizar, lo cual es útil al considerar tareas de soldadura, transportación de piezas, manejo de materiales, etc.

En las figuras 2.14, 2.15 y 2.16 se muestran: la pantalla general del simulador, la simulación de trayectorias punto a punto y la simulación del robot en el desarrollo de una tarea.

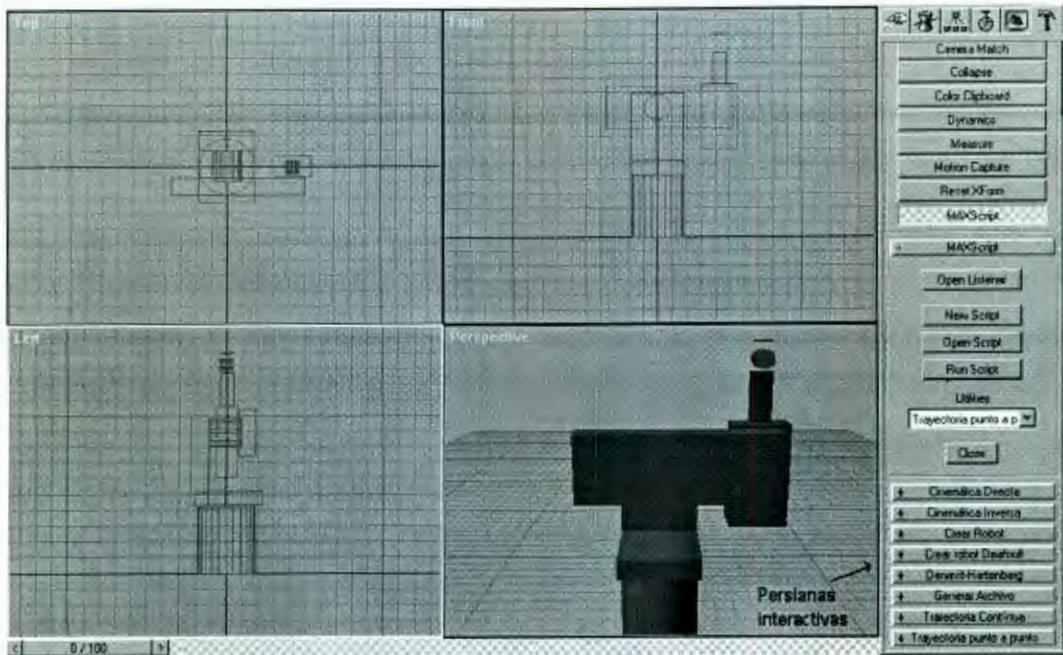


Figura 2.14 Pantalla general del simulador

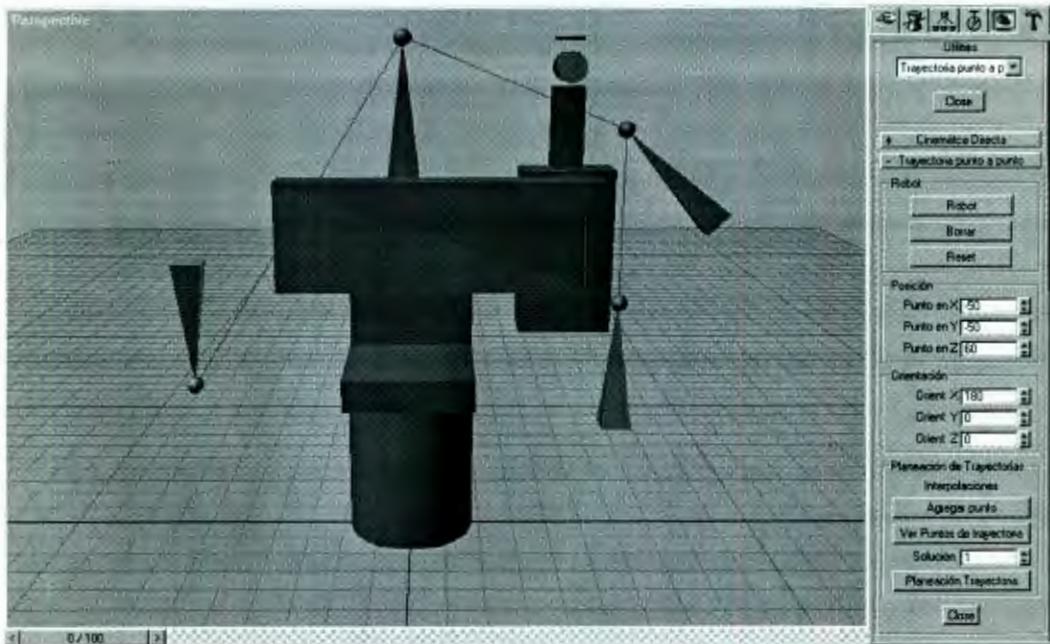


Figura 2.15 Simulación de trayectorias punto a punto

En el simulador se pueden previsualizar las acciones del robot en el seguimiento de trayectorias antes de su ejecución real y con ello prevenir posibles condiciones, además, el programa permite generar los datos de código para su ejecución real.

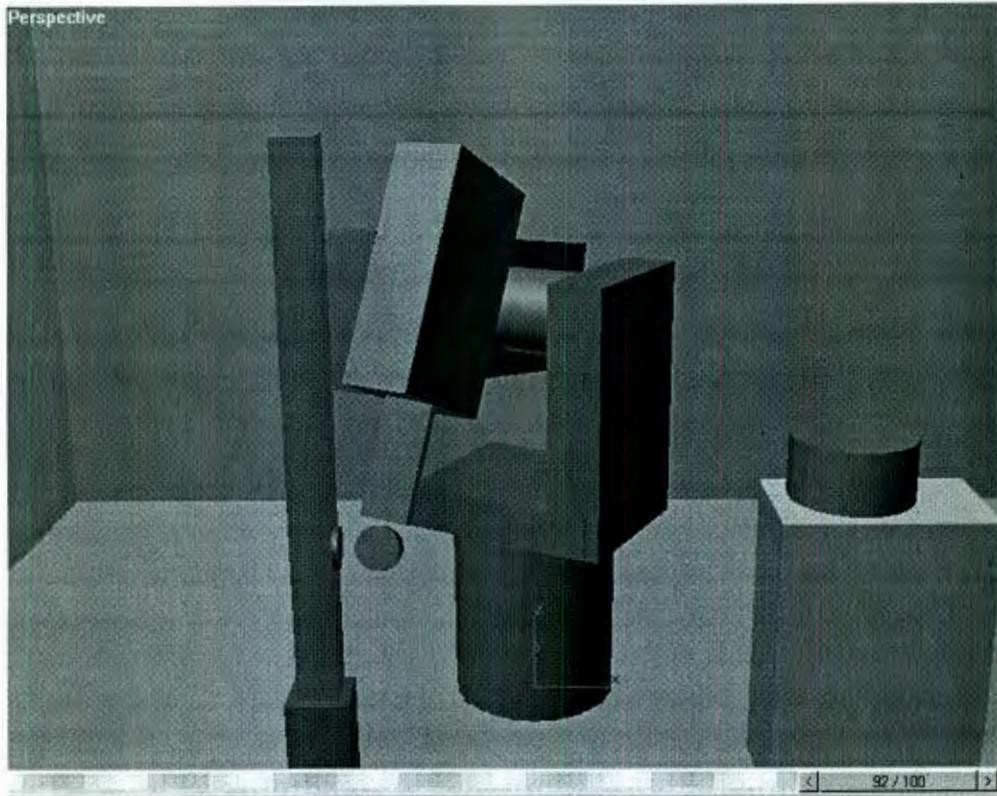


Figura 2.16 Simulación del robot en el desarrollo de una tarea

C. Guillermo López Guevara presentó un artículo sobre la “Validación del modelo cinemático directo y del modelo de pares gravitacionales de un robot industrial” (López, 2001), en el que el autor valida el modelo cinemático directo (MCD) del robot industrial del proyecto de la estación robotizada de soldadura presentado anteriormente por Martínez (Martínez, 2001). También obtiene y verifica la validez del modelo de pares gravitacionales.

La tabla 2.2 muestra la longitud medida de cada uno de los eslabones expresadas como parámetros de Denavit-Hartenberg (D-H), los cuales se muestran en la figura 2.13. La validación del modelo cinemático directo se realizó de forma experimental realizando la medición de la longitud de los eslabones, encontrando la ubicación del marco de coordenadas base, determinando la relación grados/cuentas del encoder de cada servomotor y validando el MCD.

La tabla 2.3 contiene la relación de cuentas del encoder por grado correspondientes a cada eje del robot.

Para la validación del MCD se realizaron evaluaciones de las posiciones del órgano terminal mediante un programa de computadora y mediciones directas sobre el

Parámetro D-H	Longitud (mm)
d_1	900
a_2	432
d_4	428
d_6	067

Tabla 2.2 Longitud medida de los eslabones

Eslabón	Ángulo máx (°)	Cuentas	Grados/cuentas
1	328	51645	1°/174.79.
2	260	77636	1°/177.24
3	280	40762	1°/220.13
4	333	59021	1°/157.45
5	197	34433	1°/145.57
6	370	81451	1°/298.60

Tabla 2.3 Relación de cuentas del encoder por grado correspondientes a cada eje del robot

robot para seis configuraciones diferentes. El autor considera que los resultados son considerados “buenos ya que encontramos una diferencia máxima de 1 cm entre las mediciones experimentales y los resultados entregados por el modelo en cualquiera de los ejes X, Y, Z”(op. cit. p. 8).

Respecto de la validación del modelo de pares gravitacionales (MPG) se establece que en el modelo dinámico de un manipulador de n grados de libertad:

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + g(q) + f(z, \dot{q}) = \tau \quad (2.21)$$

donde:

$q \in R_n$ es el vector de posición de las uniones (o desplazamientos),

$\tau \in R_n$ es el vector de $n \times 1$ de llamado de fuerzas externas,

$M(q) \in R_n \times n$ es una matriz simétrica definida positiva de $n \times n$ llamada de inercias,

$C(q, \dot{q}) \in R_n$ es una matriz de $n \times n$ llamada de fuerzas centrífugas y de Coriolis y

$g(q) \in R_n$ es el vector de $n \times 1$ de pares gravitacionales obtenido como el gradiente de la energía potencial del robot $G(q)$ debido a la atracción gravitacional.

“En aplicaciones industriales de soldadura los movimientos del robot son lentos (Nof S. 1999), como consecuencia, los términos de inercia, de fuerzas centrífugas y de Coriolis tienen poco efecto (Spong, 1989) (Asada, 1986); en este caso el término gravitacional es el único realmente importante” (op. cit. p. 10).

Debido a que el vector $g(q)$ es el gradiente de la energía potencial $U(q)$ y que este tipo de energía es consecuencia de fuerzas conservativas como la fuerza de gravedad, el autor establece las ecuaciones para la energía potencial de cada eje. Los

resultados son los siguientes: los ejes 1, 3, 4, 5 y 6 no requieren compensación de gravedad, la tensión necesaria para compensar el efecto de la gravedad en el eje 2 es:

$$v_2 = -5.5 \cos \theta_2 + 0.5 \cos(\theta_2 - \theta_3) + 1.889 \operatorname{sen}(\theta_2 - \theta_3) \quad (2.22)$$

Finalmente el autor concluye: “El MPG queda expresado en función de masas, longitudes y parámetros eléctricos difíciles de medir; en este trabajo se ha evitado la necesidad de hacer estas mediciones mediante experimentos que permiten expresar el MPG en función de voltajes conocidos, una ventaja importante de la técnica utilizada para hacer esto es que permite recalcular el MPG en el caso de que la carga del robot cambie; con la finalidad de mostrar esto último se colocó una carga de 4 kg y se verificó experimentalmente, con lo cual podemos concluir que el método seguido para compensar la gravedad es correcto y aplicable a cualquier carga que tenga el manipulador” (López, 2001, pág 12).

En el 2001 José Joaquín Castellanos Galindo presentó la tesis titulada “Diseño y construcción de una tarjeta de control de arquitectura abierta” (Castellanos, 2001). En la tesis, Castellanos presenta el desarrollo de una tarjeta electrónica de control basada en los principios de los controladores de arquitectura abierta. El propósito fue desarrollar una plataforma electrónica multieje, flexible, económica y modular; la cual puede ser programada en lenguaje C. En esta plataforma se pueden evaluar algoritmos de control en sistemas reales y se aplicó para controlar servomecanismos con motores de corriente continua con encoders incrementales. Las principales características de la plataforma de control realizado se presentan en la tabla 2.4.

Tarjeta de control de arquitectura
DSP TMS320C31 de 32 bits de punto flotante marca Texas Instruments
4 canales DAC de 12 bits con salidas analógicas de ± 10 voltios, 100 kHz
4 canales ADC de 12 bits con entradas analógicas en el intervalo de 0 a 5 voltios, 100 kHz
2 entradas para encoder incremental de 24 bits, a 250 kHz. Cada incremento equivale a un pulso del encoder (cuatro cuentas del código gray)
Una interface para un exhibidor alfanumérico estándar, 8 bits en paralelo
Una interfase para dos teclados matriciales de 16 teclas cada uno
Hasta 37 terminales de entrada/salida digitales (configurables)
Memorias de 128k x 32 bytes de RAM y 512 kbites de Flash Eprom, para datos y programa
Conjunto de rutinas de programas para el manejo de dispositivos periféricos y rutinas de identificación y control
Comunicación y programación mediante una interfase de comunicación serial RS232

Tabla 2.4 Características de la tarjeta de control de arquitectura abierta

En la figura 2.17 se muestra la arquitectura de la tarjeta, en la cual se aprecian la unidad central de procesamiento (CPU), dispositivos de memoria, una interface

digital-analógica (DAC) como salida de control para el servoamplificador, una interface digital para capturar las lecturas de los encoders mediante un dispositivo programable (FPGA), una interface analógica-digital auxiliar (ADC) y algunos dispositivos de soporte tales como referencias de tensión y osciladores.

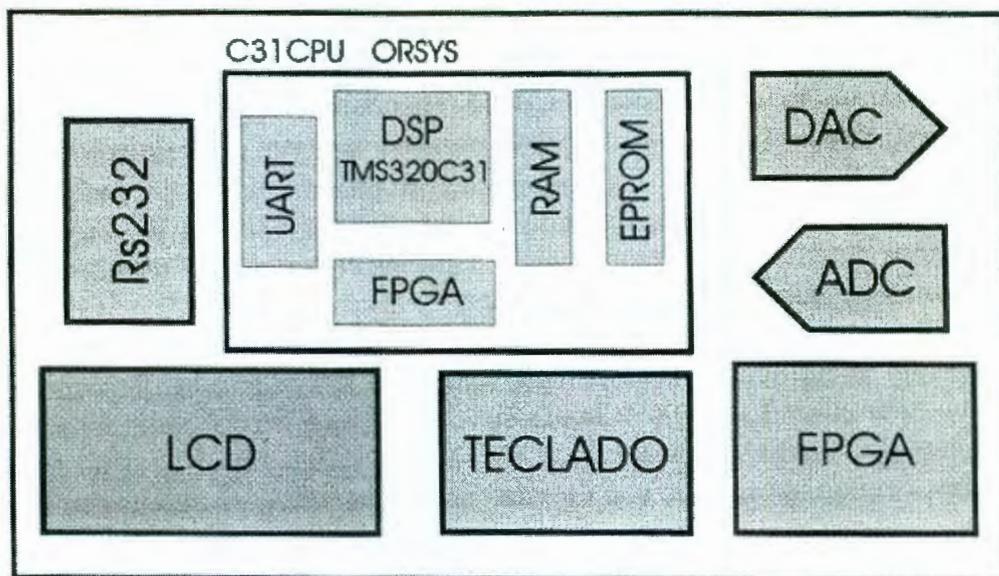


Figura 2.17 Arquitectura de la tarjeta

“Con el objetivo de probar el funcionamiento del sistema y demostrar la viabilidad del diseño, se realizó una serie de experimentos de identificación y control. Los experimentos se aplicaron a un servosistema compuesto por un amplificador de tensión (A), un motor de CD (M) y un encoder incremental de cuatrocientos pulsos por revolución (E)”. Los tres primeros experimentos consisten en la identificación de los parámetros de sistemas lineales en lazo abierto y posteriormente programar un algoritmo de control PID auto ajustable y un regulador de mínima varianza autoajustable. Finalmente fue programado un algoritmo de control PID posicional con un perfil de velocidad trapezoidal. En la figura 2.18 es mostrado el esquema del controlador autoajustable y en la figura 2.19 se observa la gráfica de respuesta del servosistema.

Los resultados muestran que la tarjeta desarrollada, orientada al control de servomecanismos, tiene la capacidad para ejecutar diversos algoritmos tanto para la identificación de parámetros de sistemas lineales como para controladores digitales.

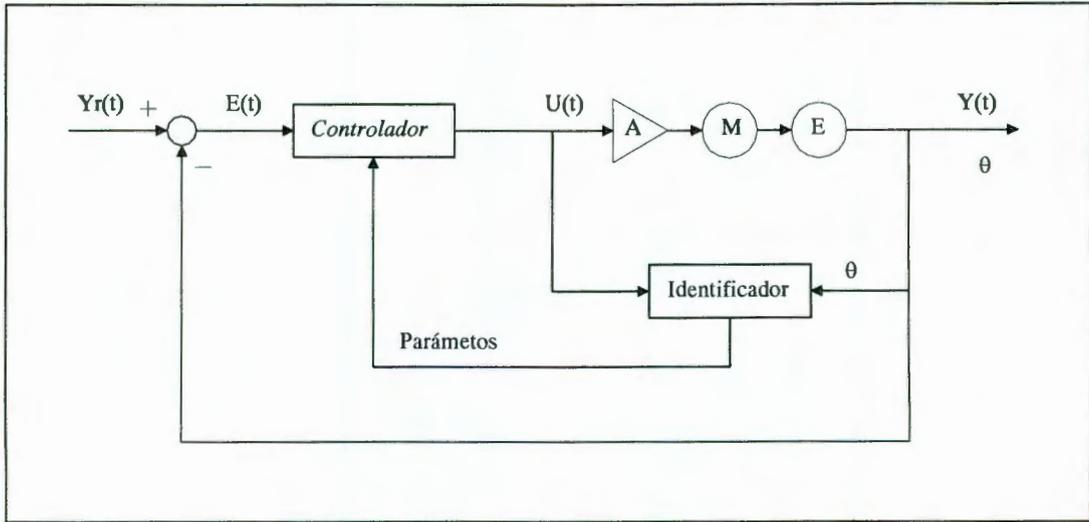


Figura 2.18 Esquema del controlador autoajustable

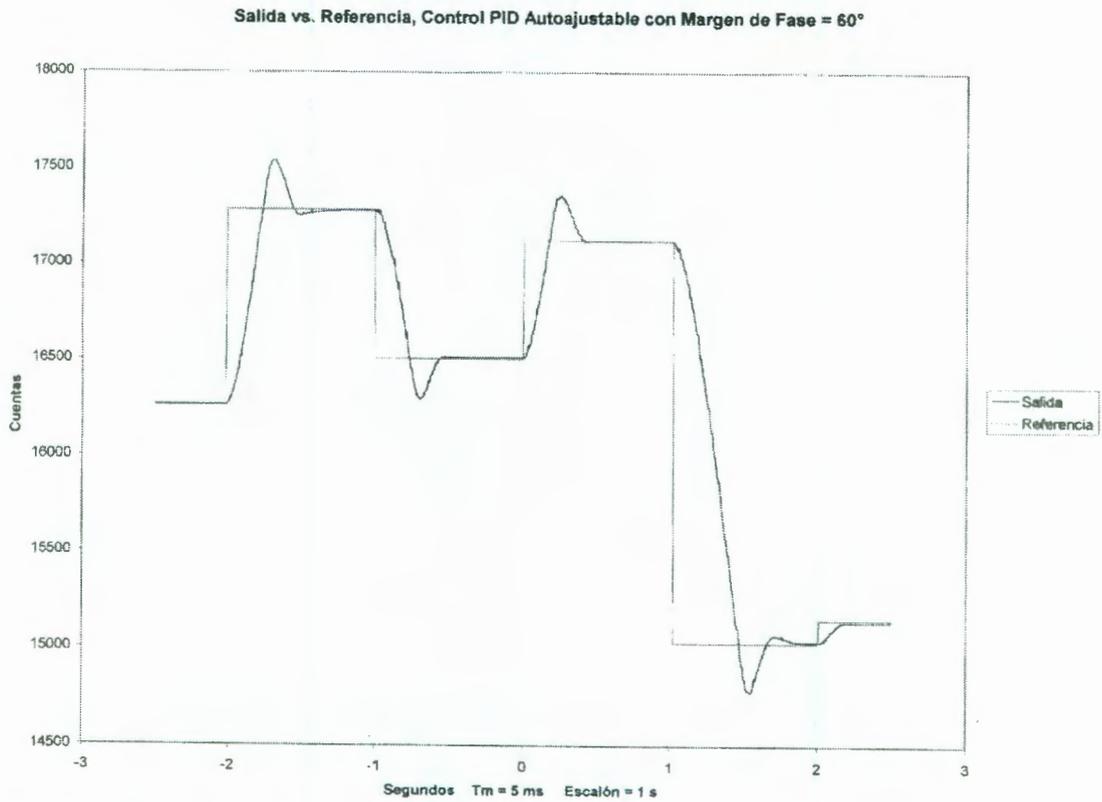


Figura 2.19 Salida del servosistema con un regulador PID autoajustable

Capítulo III **MÉTODO DE CONTROL DE UNIONES INDEPENDIENTES**

3.1 Introducción

La tarea del control de movimiento del robot consiste en encontrar el vector de fuerzas o entradas de los actuadores cuyo resultado es el seguimiento del movimiento deseado en el actuador final (incluyendo la orientación de la herramienta) con la precisión requerida (Somló J., Lantos B., Cat P.T. 1997_[f1]).

Los requerimientos de control del robot son diferentes para las diferentes aplicaciones. Para un número importante de aplicaciones de seguimiento por puntos, donde la trayectoria de un punto a otro no es importante, los métodos de la teoría de control clásico pueden ser soluciones efectivas. Se pueden emplear reguladores PID independientes para cada eje (Somló J., Lantos B., Cat P.T. 1997_[f2]). Sin embargo, algunas no linealidades son desatendidas, por ejemplo, aquellas causadas por el acoplamiento de los eslabones.

En el caso de tareas complejas como trayectorias largas recorridas a gran velocidad, se hacen necesarias grandes velocidades y grandes aceleraciones. En estos casos, se requiere de soluciones de control más eficientes, que provean de mejor precisión. Como una alternativa está el control centralizado, en el cual, para el control de algún eje, es utilizada la información de los otros ejes (Somló J., Lantos B., Cat P.T. 1997).

Existen diferentes técnicas y metodologías que se emplean para control de robots manipuladores. Usualmente, las soluciones de control de robots son clasificadas en dos grupos: adaptables y no adaptables. En los métodos no adaptables se tienen, por ejemplo: Control PID, Control de Torque Computarizado CTC (Bejczy (1973), (Paul (1972) y Control de modo de desplazamiento; mientras que en los adaptables se encuentran los reguladores de mínima varianza, sistemas de control mediante un modelo de referencia y redes neuronales entre otros (Aguado, 2000).

En el método de control de uniones independientes cada eje del manipulador es controlado como un sistema de una entrada - una salida. Cualquier efecto de acoplamiento esperado en el movimiento de otras uniones es ignorado, o es tratado como una perturbación (Spong, 1989). Lo anterior es sólo una suposición, ya que en realidad el efecto de los otros eslabones siempre está presente. Sin embargo, si el mecanismo incluye un reductor de velocidad suficientemente grande y las velocidades de desplazamiento son lentas, emplea este método para realizar un primer estudio básico del robot manipulador. La estructura básica de un sistema retroalimentado de control de una entrada - una salida es mostrada en la figura 3.1.

El objetivo del diseño es seleccionar los parámetros del compensador que logre que la salida de la planta “siga” una salida deseada, dada por una señal de referencia. La

señal de control, sin embargo, no es la única entrada actuando en el sistema. Diversas perturbaciones, verdaderas entradas sobre las cuales no tenemos control, también influyen el comportamiento de la salida. Por otro lado, el controlador deberá ser diseñado de tal manera que los efectos de las perturbaciones en la salida de la planta sean reducidos, (hasta límites razonablemente aceptables). Si esto ocurre, se dice que la planta rechaza las perturbaciones. Los dos objetivos de “seguimiento” y “rechazo de perturbaciones” son la parte central de cualquier metodología de control.

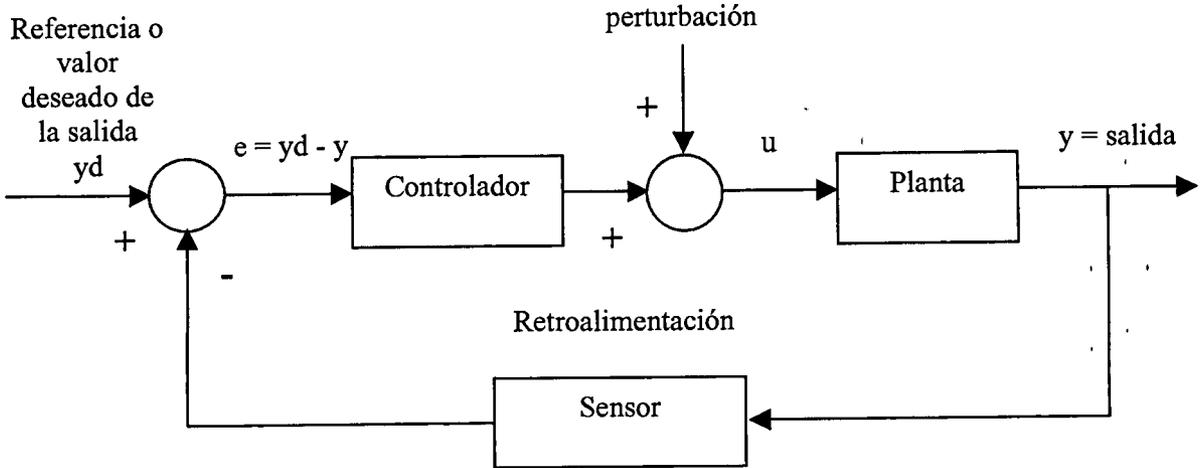


Figura 3.1 Diagrama de bloques de un sistema de control de lazo cerrado

3.2 Dinámica de los actuadores

La ecuación diferencial no lineal 3.1 describe el movimiento de un robot de n grados de libertad, representa la dinámica de una cadena interconectada de cuerpos rígidos ideales, suponiendo que existe una fuerza generalizada τ actuando en las uniones.

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + g(q) = \tau \quad (3.1)$$

Donde $M(q)$ es una matriz simétrica definida positiva de $n \times n$ llamada de *inercia*; $C(q, \dot{q})$ es una matriz simétrica definida positiva de $n \times n$ llamada de *fuerzas centrífugas y de Coriolis*; $g(q)$ es un vector de $n \times 1$ llamado de *pares y fuerzas gravitacionales* y τ es un vector de $n \times 1$ llamado de *fuerzas externas*. Podemos asumir que la k -ésima componente τ_k del vector generalizado de fuerza es un par alrededor del eje Z_{k-1} , si la unión k es una revoluta y es una fuerza a lo largo de Z_{k-1} si la unión k es prismática. Esta fuerza generalizada es producida por un actuador, el cual puede ser eléctrico, hidráulico o neumático (Spong, 1989), (Meza J. L. y Santibáñez V., 2002), (Reyes F., Kelly R., 1996).

Aunque la ecuación 3.1 es extremadamente complicada aún para el manipulador más simple, es sin embargo una idealización pues existen efectos dinámicos que no están incluidos en ella. Por ejemplo, la fricción en las uniones no está

contemplada en la ecuación y puede ser significativa para algunos manipuladores. Además, ningún cuerpo físico es completamente rígido (Spong, 1989)^[13]. Un análisis de la dinámica de robots más detallada, incluye varias fuentes de flexibilidad como deformación elástica de los cojinetes y reducciones, deflexión de los eslabones bajo carga y vibraciones.

El interés principal es la dinámica de los actuadores produciendo la fuerza generalizada τ .

Debido a que el robot de este proyecto tiene motores de corriente directa (CD) con magnetos (imanes) permanentes, sólo trataremos la dinámica de estos.

3.2.1 Dinámica del motor de CD con transmisión de engranes

Un motor de CD trabaja básicamente bajo el principio de que un conductor conduciendo una corriente eléctrica dentro de un campo magnético experimenta una fuerza $F = \phi * i$, donde ϕ es el campo magnético y la i es la intensidad de la corriente eléctrica en el conductor.

El motor consiste en un estator fijo y un motor móvil, el cual gira dentro del estator como se muestra en la figura 3.2. Si el estator produce un flujo magnético radial ϕ y la corriente en el rotor (también llamado armadura) es i , entonces existirá un par en éste causando un movimiento rotatorio.

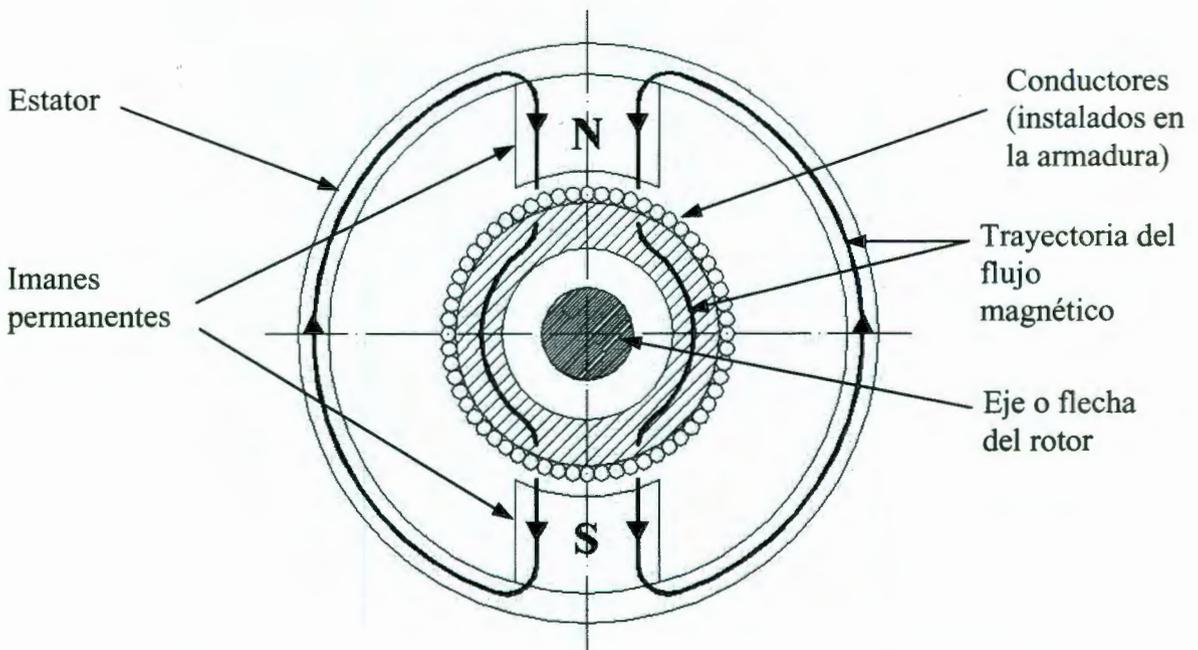


Figura 3.2 Corte seccional de un motor de CD con imanes permanentes

La magnitud de este par es:

$$\tau_m = K_1 \phi i_a \quad (3.2)$$

donde τ_m es el par en el motor (N-m), ϕ es el flujo magnético (en webers), i_a es la corriente de armadura (en amperes) y K_1 es una constante física (constante magnética del campo) (Spong, 1989), (Ogata, 1998). Adicionalmente siempre que un conductor se mueve dentro de un campo magnético, se genera una tensión eléctrica en los extremos de sus terminales, la cual es proporcional a la velocidad del conductor en el campo magnético. Esta tensión llamada fuerza contra electromotriz, tenderá a oponerse al flujo de corriente en el conductor.

Entonces, en adición al par τ_m en (3.2), tenemos la relación de la fuerza contra-electromotriz:

$$V_b = K_2 \phi \omega_m \quad (3.3)$$

y

$$K_2 = \frac{PZ_a}{2\pi m} \quad (3.4)$$

donde V_b denota la fuerza contra-electromotriz (voltios); ϕ es el flujo magnético; ω_m es la velocidad angular del motor (rad/seg); K_2 es la constante de armadura; P es el número de polos; Z_a es el número de conductores en el devanado inducido y m es el número de circuitos paralelos en el inducido. Los motores de CD pueden ser clasificados de acuerdo a la manera en que es producido el campo magnético y del diseño de la armadura (Chaparro S. R. 2002). En el caso de un motor de imanes permanentes, están alojados en el estator unos imanes permanentes que generan el campo magnético. En este caso, podemos considerar el campo magnético como una constante.

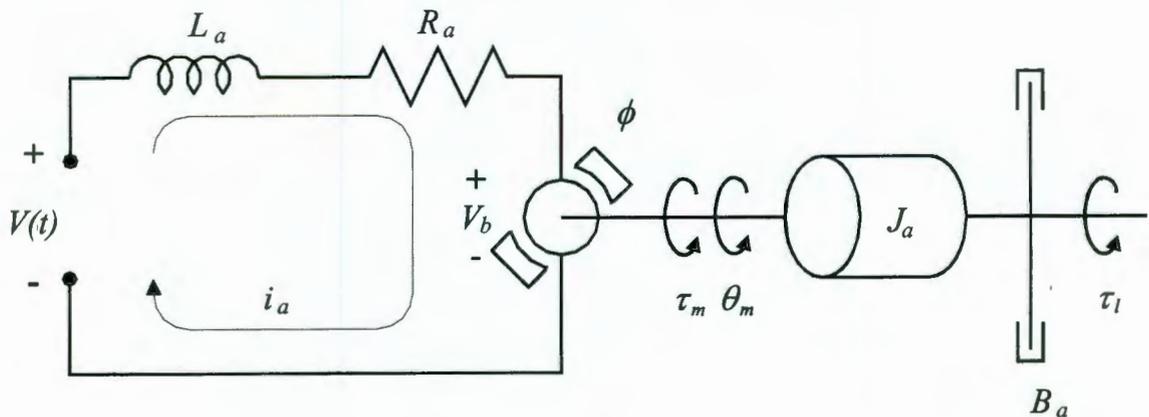


Figura 3.3 Diagrama del circuito eléctrico de un motor de CD

El par en el rotor es regulado a través del control de la corriente de la armadura i_a , como se ilustra en el diagrama esquemático de la figura 3.3 donde:

- $V(t)$ = Tensión aplicada a la armadura en V
- L_a = Inductancia de armadura en mH
- R_a = Resistencia de armadura en Ω

V_b	=	Tensión contra-electromotriz en V
i_a	=	Corriente de armadura en A
θ_m	=	Posición del motor en radianes
τ_m	=	Par generado por el motor en N-m
τ_l	=	Par de la carga en N-m
ϕ	=	Flujo magnético del estator en Weber
J_a	=	Momento de inercia equivalente del motor en kg-m ²
B_a	=	Coefficiente de fricción viscosa equivalente del motor en N-m/rad/seg

Analizando la malla de la corriente de armadura tenemos:

$$\sum V = 0 \quad (3.5)$$

por lo que la ecuación diferencial para la corriente de armaduras es:

$$V(t) - L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a - V_b = 0 \quad (3.6)$$

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a = V(t) - V_b \quad (3.7)$$

a partir de que el flujo ϕ es constante, el par desarrollado por el motor es:

$$\tau_m = K_t \phi i_a = K_t i_a \quad (3.8)$$

donde K es la constante del par motriz en N-m/amp., de (3.3) tenemos:

$$V_b = K_b \phi \omega_m = K_b \omega_m = K_b \frac{d\theta_m}{dt} \quad (3.9)$$

donde K_b es la constante de fuerza contra-electromotriz.

El resto del análisis se refiere a la figura 3.4, que consiste de un motor de DC conectado en serie con una transmisión con un radio (reducción) de $1:r$ y conectado a un eslabón del manipulador, donde τ_l representa el par que demanda la carga. El radio de la transmisión r típicamente tiene valores dentro del intervalo de 0,05 a 0,005, lo cual representa una reducción en la transmisión desde 20 a 1 hasta 200 a 1 (Spong, 1989).

En referencia a la figura 3.4, se establece que:

$$J_m = J_a + J_g \quad \text{y} \quad B_m = B_a + B_g \quad (3.10)$$

es la suma de las inercias y la fricción viscosa del actuador (J_a, B_a) y de la transmisión respectivamente (J_g, B_g) (Spong, 1989). La ecuación de movimiento de este sistema es:

$$\begin{aligned} J_m \frac{d^2\theta_m}{dt^2} + B_m \frac{d\theta_m}{dt} &= \tau_m - r\tau_l \\ &= K_t i_a - r\tau_l \end{aligned} \quad (3.11)$$

la última igualdad viene de 3.8.

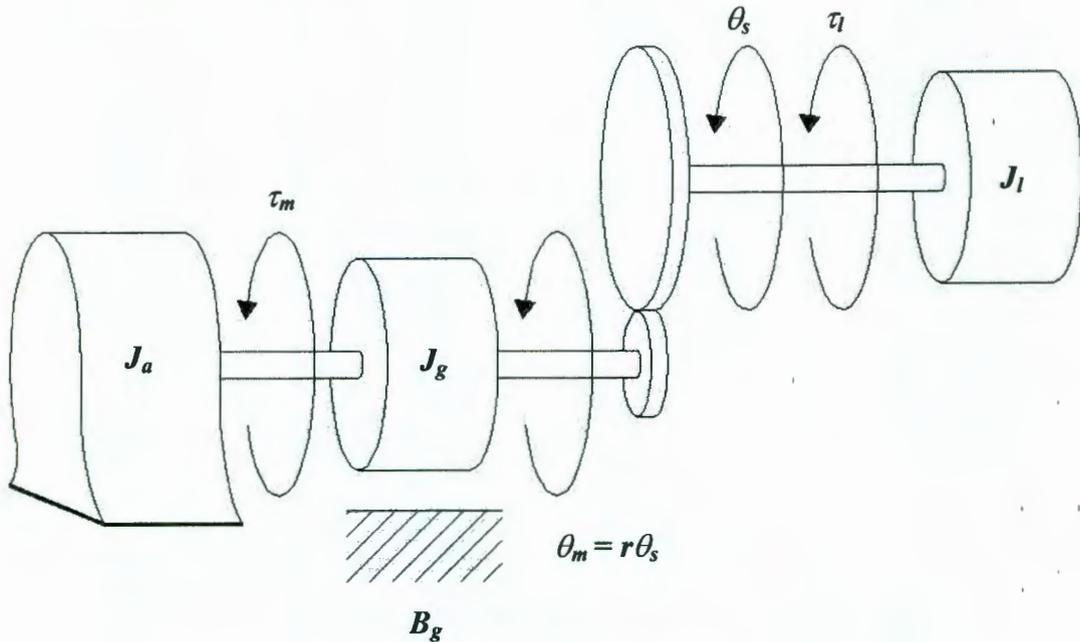


Figura 3.4 Modelo de un motor con reductor de velocidad

Suponiendo que todas las condiciones iniciales son cero y tomando las transformadas de Laplace de las ecuaciones (3.7), (3.9) y (3.11) pueden ser combinadas y escritas como:

$$(L_a s + R_a) I_a(s) = V(s) - K_b s \Theta_m(s) \quad (3.12)$$

$$(J_m s^2 + B_m s) \Theta_m(s) = K_t I_a(s) - r \tau_l(s) \quad (3.13)$$

La función de transferencia entre la posición angular del rotor \$\Theta(s)\$ y la tensión aplicada \$V(s)\$ con \$\tau_l = 0\$, es la siguiente:

$$\frac{\Theta_m(s)}{V(s)} = \frac{K_t}{s[(L_a s + R_a)(J_m s + B_m) + K_b K_t]} \quad (3.14)$$

El diagrama de bloques del sistema anteriormente mencionado, es mostrado en la figura 3.5.

El motor de CD controlado por la tensión de armadura es, en sí mismo, un sistema retroalimentado, ya que el efecto de la fuerza contra-electromotriz es una retroalimentación de la señal proporcional a la velocidad del motor. Esta fuerza contra-electromotriz incrementa el amortiguamiento efectivo del sistema (Ogata, 1998).

Frecuentemente se asume que la "constante eléctrica de tiempo" \$L_a/R_a\$ es mucho más pequeña que la "constante mecánica de tiempo" \$J_m/B_m\$ (Spong 1989). Lo anterior debido a que generalmente el valor de la inductancia de armadura \$L_a\$ es suficientemente pequeña para considerarla: \$L_a = 0\$ (Ogata, 1998).

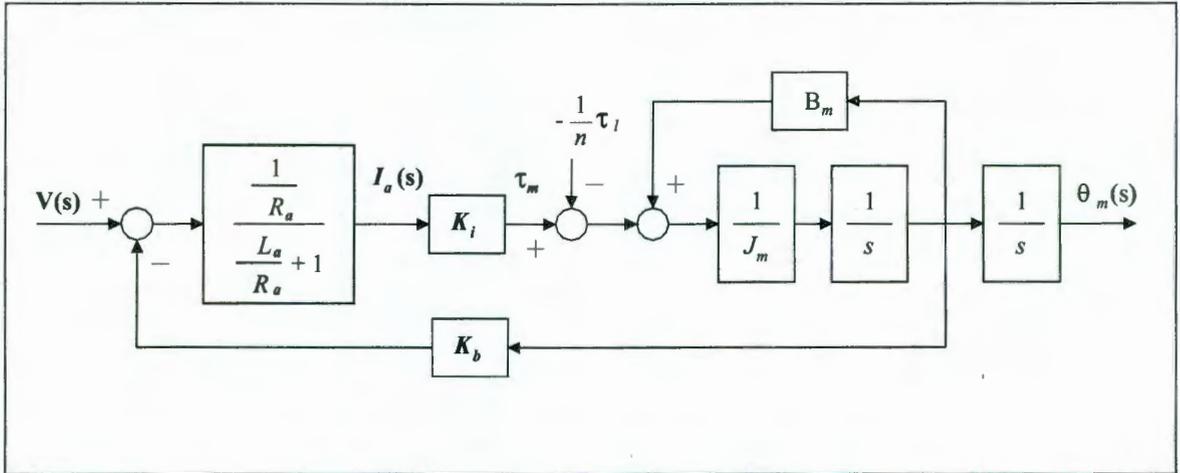


Figura 3.5 Diagrama de bloques de motor de CD con fricción viscosa controlado por tensión

Esta es una suposición razonable para muchos sistemas electromecánicos y permite reducir el orden del modelo de la dinámica del actuador. Si ahora dividimos numerador y denominador de (3.14) por R_a y despreciamos la constante eléctrica de tiempo haciendo $L_a/R_a=0$, la función de transferencia entre $\Theta_m(s)$ y V viene a ser ($\tau_l = 0$):

$$\frac{\Theta_m(s)}{V(s)} = \frac{K_i / R_a}{s[(J_m s + B_m) + K_b K_i / R_a]} \quad (3.15)$$

lo cual es equivalente a:

$$\frac{\Theta_m(s)}{V(s)} = \frac{K_m}{s(T_m s + 1)} \quad (3.16)$$

considerando:

$$K_m = \frac{K_i}{(R_a B_m + K_i K_b)} \quad (3.17)$$

y

$$T_m = \frac{R_a J_m}{(R_a B_m + K_i K_b)} \quad (3.18)$$

donde K_m es la constante de ganancia del motor y T_m es la constante de tiempo del motor, un modelo reducido del servomecanismo en lazo abierto, el cual incluye un término $1/s$, por lo que el sistema posee una propiedad integrativa (Ogata, 1998). La figura 3.6 muestra el diagrama de bloques resultante de la función de transferencia de (3.15) y el diagrama de bloques correspondiente al sistema reducido de orden (3.16) es mostrado en la figura 3.7

Finalmente se representa el motor de DC con transmisión por engranes controlado por tensión de armadura como un sistema de segundo orden representado por el diagrama de bloques de la figura 3.7 en el que se observan los siguientes componentes:

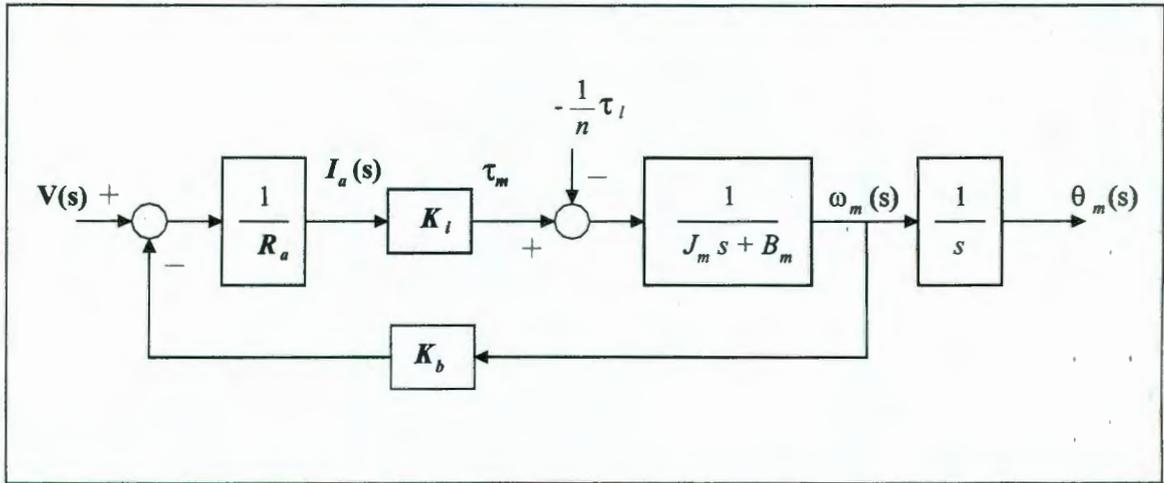


Figura 3.6 Diagrama de bloques reducido de motor de DC con fricción viscosa controlado por tensión

- Una ganancia K
- un factor integral s^{-1}
- un factor de primer orden $(Ts + 1)^{-1}$

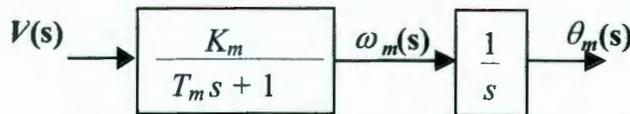


Figura 3.7 Diagrama de bloques de la función de transferencia (3.16)

3.2.2 Servomotor con transmisión de engranes controlado por corriente

En la figura 3.8 se muestra el diagrama a bloques de un motor de CD controlado por la corriente de armadura. En este caso, la intensidad de corriente en la armadura del motor está controlada por el amplificador y es directamente proporcional a la señal de tensión de entrada $V(s)$, la constante de proporcionalidad:

$$K_A = \frac{I_a(s)}{V(s)} \quad (3.19)$$

es la ganancia del amplificador. Debido a que ahora la intensidad de la corriente en la armadura no depende ni de la resistencia R_a ni de la inductancia de armadura L_a , éstas no aparecen en la función de transferencia de la velocidad $\omega_m(s)$ entre la tensión de entrada $V(s)$ del servomotor con transmisión de engranes controlado por corriente:

$$\frac{\omega_m(s)}{V(s)} = \frac{K_i K_A}{(J_m s + B_m)} \quad (3.20)$$

considerando:

$$K_m = \frac{K_i K_A}{B_m} \quad (3.21)$$

y

$$T_m = \frac{J_m}{B_m} \quad (3.22)$$

se obtiene nuevamente la función de transferencia de (3.16).

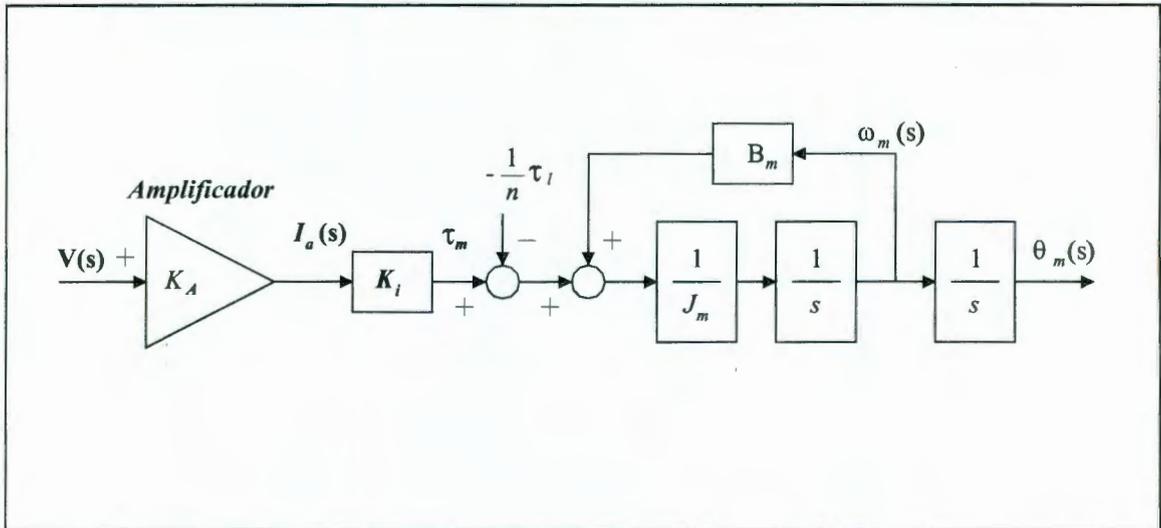


Figura 3.8 Diagrama de bloques de motor de CD con fricción viscosa controlado por corriente

Si el lado de la salida de la transmisión está directamente acoplado al eslabón, entonces las variables de la unión q_k y del motor θ_{mk} son representadas por:

$$q_k = r_k \theta_{mk}; \quad k = 1, 2, 3, \dots, n \quad (3.23)$$

donde r_k es la k -ésima relación de transmisión.

De manera similar, el bloque de la unión dado por (3.1) y el par de la carga del actuador τ_{lk} está relacionado por:

$$\tau_{l_k} = \tau_k \quad k = 1, 2, 3, \dots, n \quad (3.24)$$

Sin embargo, en manipuladores que incorporan otro tipo de mecanismos manejadores como bandas, poleas, cadenas, etc; $r_k \theta_{mk}$ no es necesariamente igual a q_k .

En general, debemos incorporar en la dinámica una transformación entre las variables del espacio de las uniones y las variables del actuador de la forma:

$$q_k = f_k(\theta_{s_1}, \dots, \theta_{s_n}) ; \tau_{l_k} = f_k(\tau_1, \dots, \tau_n) \quad (3.25)$$

donde $\theta_{sk} = r_k \theta_{mk}$

3.2.3 Representación en el espacio de estados

Para obtener el modelo en el espacio de estado del sistema a partir de la función de transferencia (3.16), obtenemos la ecuación diferencial:

$$\ddot{\theta} + \frac{1}{T_m} \dot{\theta} = \frac{K_m}{T_m} V \quad (3.26)$$

las variables de estado x_1 y x_2 se definen como:

$$\begin{aligned} x_1 &= \theta \\ x_2 &= \dot{\theta} \end{aligned}$$

la variable de entrada u por:

$$u = V$$

y las variables de salida por:

$$y = \theta = x_1$$

entonces la representación en el espacio de estado del servo sistema está dado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{T_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_m}{T_m} \end{bmatrix} u \quad (3.27)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

3.4 Identificación de sistemas lineales

3.4.1 Introducción

El término “Identificación de procesos” fue adoptado durante los años 60’s por los especialistas en control automático como la obtención de la estructura y los parámetros de un modelo matemático generalmente dinámico que reproduce las características dinámicas del proceso objeto de estudio con la suficiente exactitud, según requieran los objetivos de control (Aguado, 2000).

Los propósitos de realizar la identificación de un proceso pueden ser tres:

- 1) Estudio preliminar de un proceso tecnológico.
- 2) Ajuste de los parámetros del regulador del proceso sobre la base de una identificación recursiva de los parámetros del modelo.
- 3) Uso del modelo como parte del algoritmo de control, generalmente como predictor.

El tipo de modelo, la precisión requerida y el método de identificación dependen del objetivo que se persigue, sin embargo, es importante tener presente que aún en los métodos de identificación más precisos, existen importantes diferencias entre el modelo obtenido y el proceso real.

3.4.2 Métodos de identificación de sistemas lineales

Los principales métodos, aunque no los únicos, para la identificación de procesos son:

1. Identificación analítica: consiste en desarrollar un modelo basado en relaciones físico químicas del proceso por identificar, planteando ecuaciones de balance de masa, de energía, etc. Este enfoque conduce generalmente a modelos complejos y no lineales que deben ser sometidos a un proceso de simplificación y linealización, por lo que se requiere un conocimiento muy especializado sobre la tecnología del proceso.
2. Identificación experimental mediante señales especiales: este es el método más directo y que puede producir resultados en un plazo más corto. Las señales utilizadas con mayor frecuencia son las entradas tipo escalón, las señales sinusoidales y las llamadas secuencias binarias pseudo-aleatorias, además de rampas, impulsos y otras.
3. Identificación reconocida: está basada generalmente en una variante del método de mínimos cuadrados, se asume una estructura fija del modelo representada generalmente por una ecuación de diferencias lineales. En este enfoque a partir de una estimación inicial, generalmente arbitraria, los parámetros del modelo se actualiza y mejoran con cada nueva información obtenida. Este método es aplicado

dentro de un esquema de control adaptable y para obtener modelos para estudios de simulación.

3.4.3 Método de identificación de respuesta en frecuencia

Uno de los procedimientos más utilizados en la identificación de sistemas lineales invariantes en el tiempo es el método de análisis de respuesta en frecuencia, que pertenece a los métodos de identificación experimental mediante señales especiales. Este método es aplicado para determinar en forma experimental las funciones de transferencia de sistemas complejos, así como de aquellas plantas que presentan incertidumbres o que son poco conocidas. También es posible aplicar los métodos de respuesta en frecuencia a ciertos sistemas no lineales (Ogata, 1998).

Se trabajará con el modelo obtenido del servomotor con reducción de engranes obtenido en (3.16), el cual tiene el diagrama de bloques mostrado en la figura 3.7. La función de transferencia es:

$$G(s) = \frac{K_m}{s(T_m s + 1)} \quad (3.29)$$

Por respuesta en frecuencia se entiende la respuesta en estado estacionario de un sistema, ante una entrada sinusoidal. Las características de respuesta en frecuencia de un sistema se pueden obtener directamente de la función de transferencia sinusoidal, dicho de otra manera, de la función de transferencia en la cual se substituye s por $j\omega$, donde ω es la frecuencia (Ogata, 1998).

$$G(j\omega) = \frac{K_m}{j\omega(jT_m\omega + 1)} \quad (3.30)$$

Por lo anterior, también es posible obtener la función de transferencia de un sistema a si se conocen sus características de respuesta en frecuencia.

Al aplicar una señal sinusoidal de entrada $x(t)$ a un sistema estable lineal invariable en el tiempo, se obtiene como salida una señal sinusoidal $y(t)$ de la misma frecuencia, pero posiblemente de amplitud y ángulo de fase diferente. Analizando la respuesta en frecuencia para todo el intervalo de frecuencias de operación del sistema se obtiene la información para generar un diagrama de Bode como el mostrado en la figura 3.9.

Para realizar un diagrama de Bode, es necesario determinar la relación de magnitud y desplazamiento de fase de la señal de salida respecto de la señal de entrada al sistema para un número suficiente de valores dentro del intervalo de frecuencias de interés, el cual está determinado por la capacidad de operación del sistema. Aunque se puede expresar la frecuencia en ciclos por segundo, lo más recomendable es expresarla en radianes por segundo; de otra forma, las frecuencias de cruce deben convertirse a radianes por segundo antes de encontrar las constantes de tiempo. Las curvas asintóticas

del logaritmo de la magnitud se integran en forma de varios segmentos. Es posible determinar la función de transferencia por aproximaciones asintóticas a partir del diagrama de Bode.

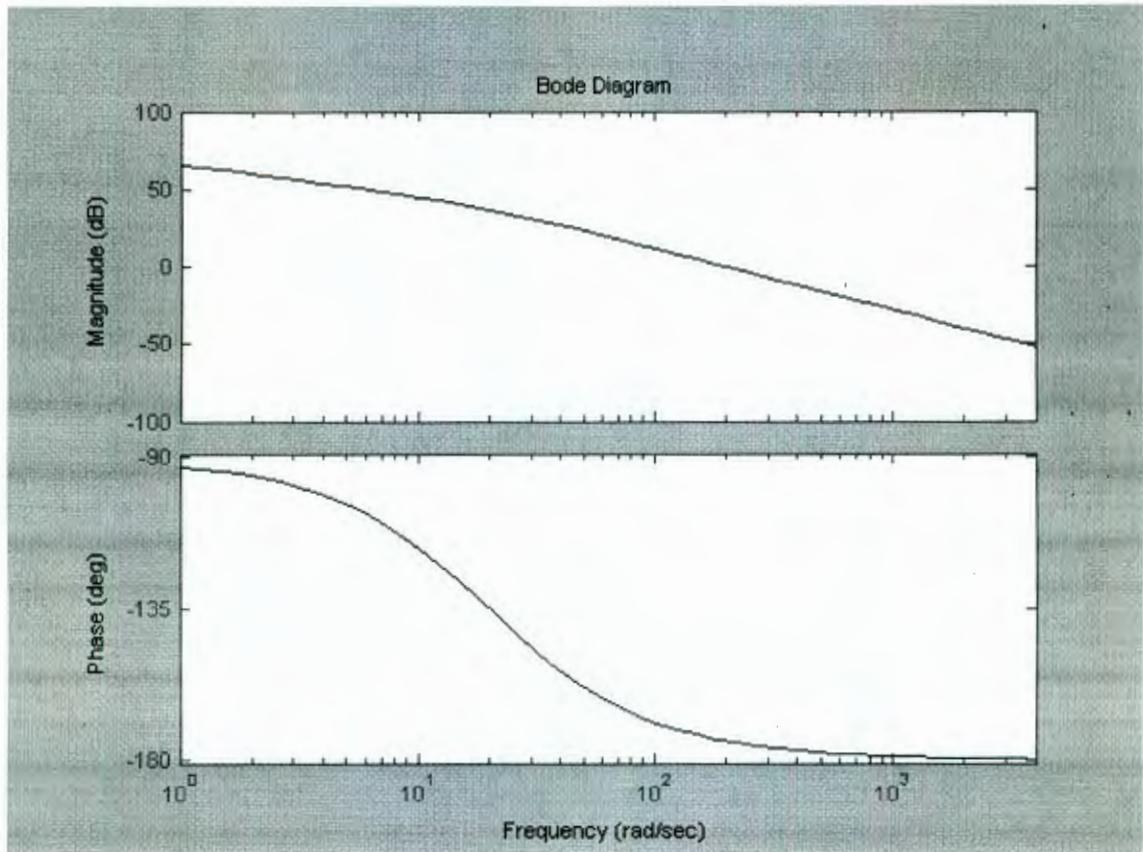


Figura 3.9 Diagrama de Bode.

Para poder realizar las pruebas de respuesta en frecuencia es necesario contar con un generador de señal sinusoidal capaz de cubrir todo el intervalo de interés, principalmente las bajas frecuencias, ya que aportan información muy importante sobre el sistema a identificar. Es necesario contar con una señal sinusoidal de alta pureza (con bajo contenido de ruido o señales armónicas).

Un diagrama de Bode consiste en dos gráficas: una es la representación del logaritmo de la magnitud de una función de transferencia senoidal; la otra es un diagrama del ángulo de fase, ambos en función de la frecuencia en escala logarítmica. La principal ventaja de utilizar dicho diagrama (logarítmico), en la identificación de los servosistemas, es la sencillez con que se encuentra el modelo trazando la curva de respuesta en frecuencia del sistema aproximando líneas asintóticas correspondientes a los factores básicos de la función de transferencia.

Los factores básicos que se presentan en la función de transferencia senoidal de nuestro sistema a identificar son:

La ganancia K_m .

La curva de logaritmo de magnitud para una ganancia K_m es una línea recta horizontal en la magnitud de $20 \log K_m$ decibeles. El ángulo de fase de la ganancia K_m es cero.

El factor integral $(j\omega)^{-1}$

La magnitud logarítmica de $(j\omega)^{-1}$ en decibeles es:

$$20 \log \left| \frac{1}{j\omega} \right| = -20 \log \omega \text{ db} \quad (3.31)$$

La curva de logaritmo de magnitud para el factor $(j\omega)^{-1}$ es una línea recta con una pendiente de -20 db / década y es 0 db para $\omega = 1$. El ángulo de fase es constante e igual a -90° .

El factor de primer orden $(1 + j\omega T_m)^{-1}$

El logaritmo de la magnitud del factor de primer orden $(1 + j\omega T_m)^{-1}$ es:

$$20 \log \left| \frac{1}{1 + j\omega T_m} \right| = -20 \log \sqrt{1 + \omega^2 T_m^2} \text{ db} \quad (3.32)$$

Para frecuencias bajas, mucho menores a $1/T_m$, el logaritmo de la magnitud se puede aproximar a:

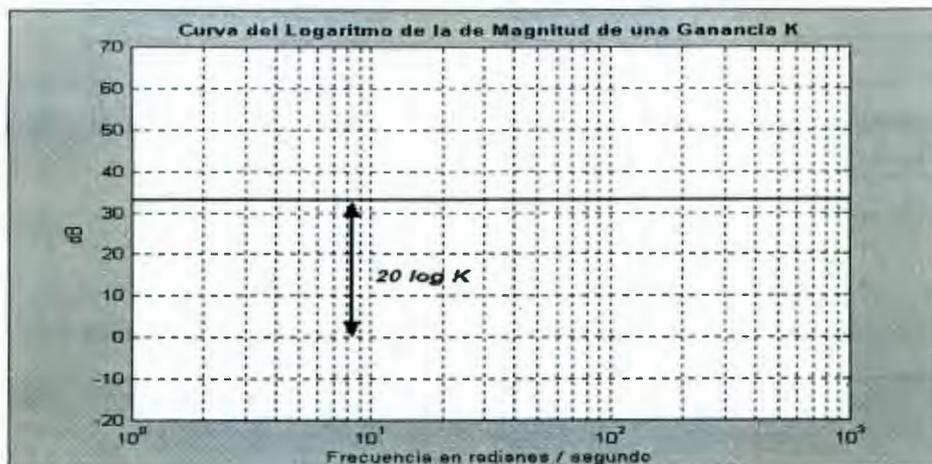
$$20 \log \sqrt{1 + \omega^2 T_m^2} \approx -20 \log 1 = 0 \text{ db} \quad (3.33)$$

Se observa que, para bajas frecuencias, la curva del logaritmo es una recta constante en 0 db . Para frecuencias mucho mayores a $1/T_m$, el logaritmo de la magnitud se puede aproximar a:

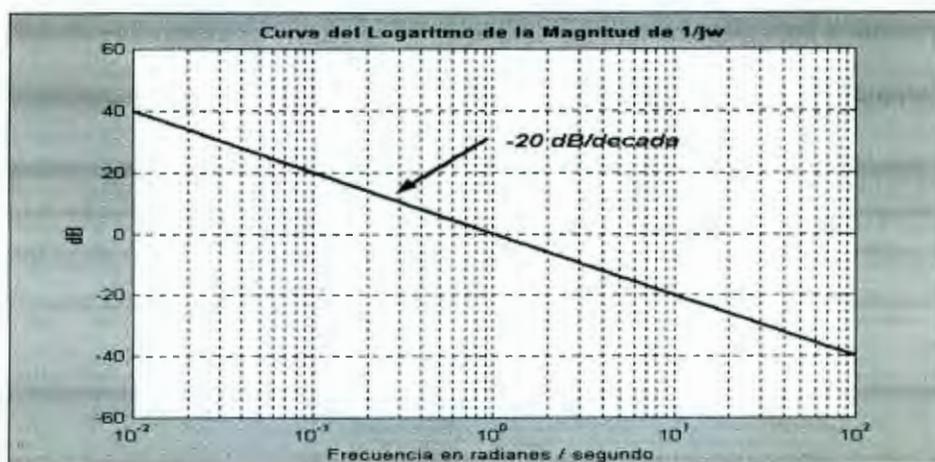
$$20 \log \sqrt{1 + \omega^2 T_m^2} \approx -20 \log \omega T_m \text{ db} \quad (3.34)$$

Esta es una expresión aproximada para el intervalo de altas frecuencias. Para $\omega = 1/T_m$, el logaritmo de la magnitud es 0 db ; mientras que en $\omega = 10/T_m$, el logaritmo de la magnitud es de -20 db . Se observa entonces que el valor de $-20 \log \omega T_m \text{ db}$ tiene una pendiente de $-20 \text{ db por década}$. Por lo anterior, se determina que la representación de la curva de respuesta en frecuencia del factor $(1 + j\omega T_m)^{-1}$ se puede aproximar por medio de dos rectas asíntotas, la primera a 0 db en el intervalo de $0 < \omega < 1/T_m$, y la otra con una pendiente de -20 db/década en el intervalo de frecuencias de $\omega \geq 1/T_m$.

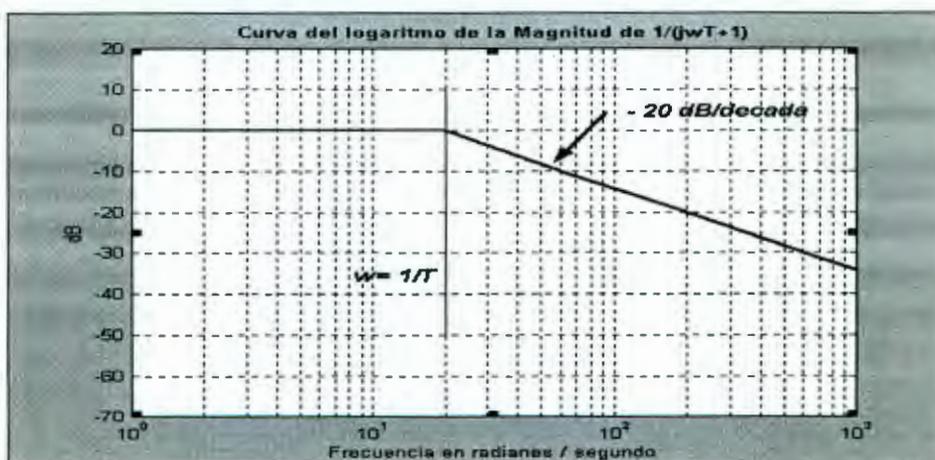
En la figura 3.10 se muestran las curvas del logaritmo de magnitud para los factores básicos: a) la ganancia K_m , b) el factor integral $(j\omega)^{-1}$, c) el factor de primer orden $(1 + j\omega T_m)^{-1}$.



a)



b)



c)

Figura 3.10 Curvas del logaritmo de magnitud para los factores básicos:
a) la ganancia K_m (para $K_m > 0$), b) el factor integral $(j\omega)^{-1}$,
c) el factor de primer orden $(1 + j\omega T_m)^{-1}$.

Finalmente se suman las aportaciones de los factores básicos para obtener la curva asintótica de la respuesta del sistema. Es importante observar que existe un error en la curva del factor de primer orden $(1 + j\omega T_m)^{-1}$ en $\omega = 1/T_m$ de -3 db; el cual no requiere ser considerado para el caso de la identificación de la función de transferencia a partir del diagrama de Bode, ya que sólo es necesario determinar la frecuencia $\omega = 1/T_m$.

3.4.4 Determinación de la función de transferencia a partir del diagrama de Bode

Para determinar los parámetros de la función de transferencia de un sistema lineal por el método de respuesta en frecuencia, se deben obtener los diagramas de *Bode*. En el diagrama del logaritmo de la magnitud se trazan las asintotas de la curva obtenida experimentalmente. Las asintotas deben tener pendientes que sean múltiplos de ± 20 db/década. Cuando la pendiente de la curva de la magnitud cambia de -20 a -40 db/década en la frecuencia $\omega = \omega_2$, existe un factor $(1+j(\omega/\omega_2))^{-1}$ en la función de transferencia.

Por otra parte, el valor de la ganancia K_m es igual a la frecuencia en la intersección de la extensión de la asintota de baja frecuencia y la línea de 0db.

Para el sistema siguiente:

$$G(j\omega) = \frac{K_m}{j\omega(jT_m\omega + 1)} \quad (3.35)$$

donde:

$$T_m = \frac{1}{\omega_2} \quad (3.36)$$

finalmente se obtiene la función de transferencia del servosistema.

$$G(s) = \frac{\Theta(s)}{V(s)} = \frac{K_m}{s(T_m s + 1)} \quad (3.37)$$

3.5 Fricción

3.5.1 Definición

La fricción es la oposición encontrada cuando un cuerpo se mueve tangencialmente sobre otro con el cual tiene contacto físico. Las leyes de la fricción fueron establecidas cuantitativamente por primera vez en 1699 por el ingeniero francés Guillaume Amontons, y son conocidas por su nombre. La primera ley de Amontons establece que la fuerza de fricción F entre un par de superficies deslizantes es proporcional a la carga normal W que ellas muevan. Dicho de otra manera, la fuerza tangencial requerida para mover un bloque de metal sobre una superficie es proporcional al peso del bloque. Si la masa del bloque es aumentado al doble, la fuerza para realizar el

movimiento también aumenta al doble. La constante de proporcionalidad entre F y W es universalmente conocida como el coeficiente de fricción, μ . La segunda ley de Amontons establece que la fuerza de fricción no depende del área aparente de contacto entre las superficies. Amontons postuló que el origen de los efectos de la fricción entre un objeto y una superficie horizontal aparentemente plana estaban íntimamente relacionados con la rugosidad de la misma, porque depende de la fuerza necesaria para doblar o romper las asferitas, las cuales son partes de material que están en contacto real con otra superficie. Sin embargo, también observó que en dos superficies con una rugosidad pequeña, se desarrollaba un efecto de adhesión entre ellas, lo cual se oponía al movimiento.

Otra característica de virtualmente todos los efectos de fricción entre dos superficies secas que se desplazan una respecto de la otra es que la fuerza requerida para iniciar el movimiento es mayor que la requerida para mantener el subsiguiente desplazamiento. En otras palabras, el coeficiente de fricción estática μ_s es mayor que el coeficiente de fricción cinética μ_k , lo cual también es conocido como la tercera ley de Amontons (Williams, 1994).

La fuerza de fricción es una influencia negativa en la precisión de las tareas a realizar por los mecanismos, por lo que se hace necesario conocer su comportamiento para compensar sus efectos. En la figura 3.11 se muestran los componentes de la fricción existente en servomecanismos.

En el modelo propuesto por Johary el cual tiene tres componentes básicos: la fricción estática, la fricción de Coulomb y la fricción viscosa (Johary, 1995), (Chaparro, 2002). El modelo para la fricción, el cual es una aproximación al modelo de Johary se presenta en la figura 3.12, el cual se formará a partir de la superposición de sus tres componentes básicos. El modelo de la fricción se expresa como:

$$F_r = F_c + F_s + F_{ss} \quad (3.38)$$

donde:

- F_r = Modelo de fricción propuesto
- F_c = Fricción de Coulomb (viscosa)
- F_s = Fricción estática
- F_{ss} = Efecto Stribeck

y cada componente se expresa como:

$$F_c = a \ v(t) \quad (3.39)$$

$$F_s = b \ \text{sign} \ (v(t)) \quad (3.40)$$

donde: $v(t)$ es la velocidad del sistema, a y b son los parámetros de la fricción de Coulomb y estática.

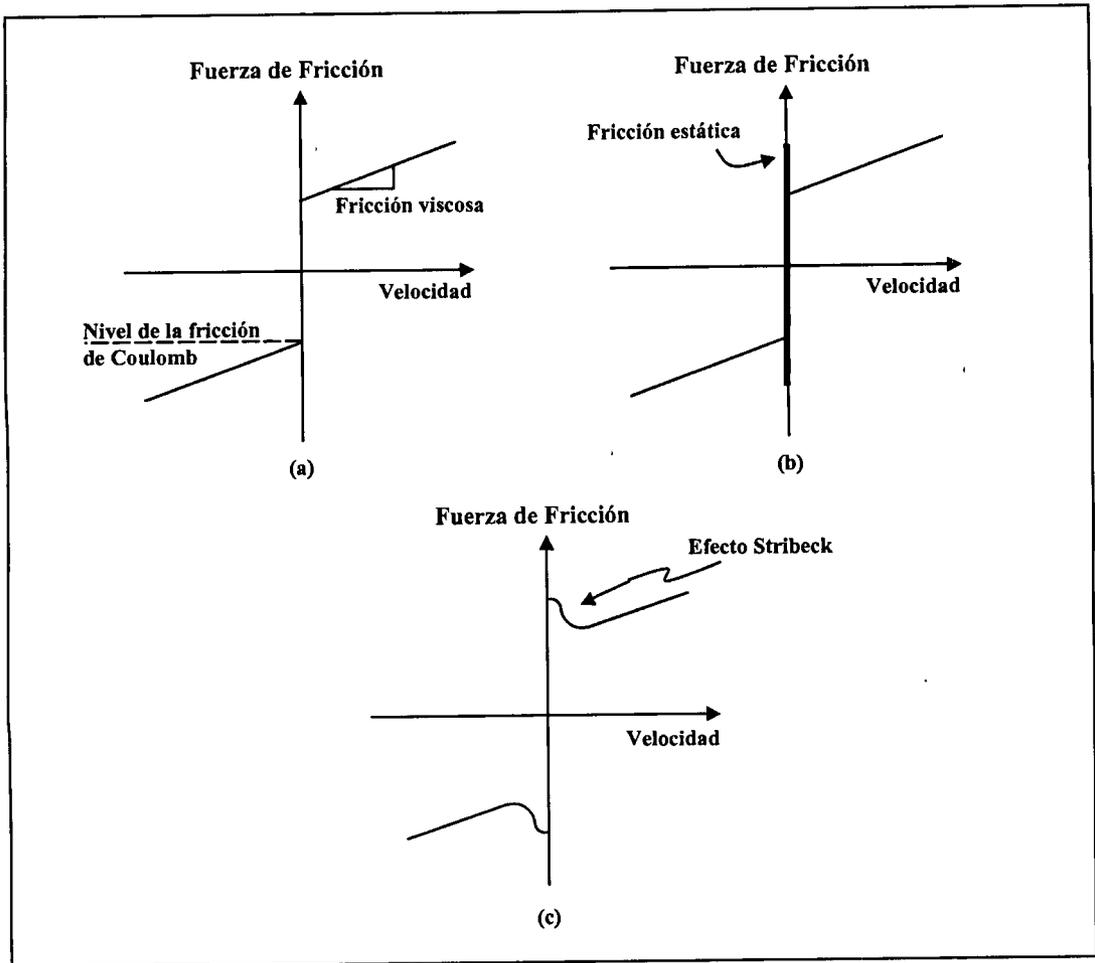


Figura 3.11 Modelos de fricción (a) Coulomb + viscosa, (b) estática + Coulomb + viscosa, (c) viscosa negativa + Coulomb + viscosa (Stribeck)

Debido a que el desplazamiento angular de los servosistemas está limitado, calcular los componentes de la fricción de Coulomb y del efecto Stribeck resulta muy complejo, además de no contar con sensor de par. El componente correspondiente a la fricción estática es posible determinarlo aplicando gradualmente una tensión hasta determinar el nivel a partir del cual se inicia el movimiento del servosistema.

3.5.2. Modelo de fricción

En la función de transferencia del servosistema (3.16):

$$\frac{\Theta_m(s)}{V(s)} = \frac{K_m}{s(T_m s + 1)} \quad (3.41)$$

con:

$$K_m = \frac{K_t K_A}{B_m} \quad (3.42)$$

y

$$T_m = \frac{J_m}{B_m} \quad (3.43)$$

B_m es la fricción viscosa incluida en el modelo del servosistema, por lo que al determinar la componente debida a la fricción estática logramos tener el modelo de fricción siguiente:

$$F_r = F_v + F_s \quad (3.44)$$

donde:

- F_r = Modelo de fricción propuesto
- F_c = Fricción viscosa
- F_s = Fricción estática

El modelo de fricción propuesto para este proyecto se muestra en la figura 3.13, el cual no incluye el componente debido al efecto Stribek, a pesar de lo cual es un buen modelo para este tipo de servomecanismos (Chaparro, 2002).

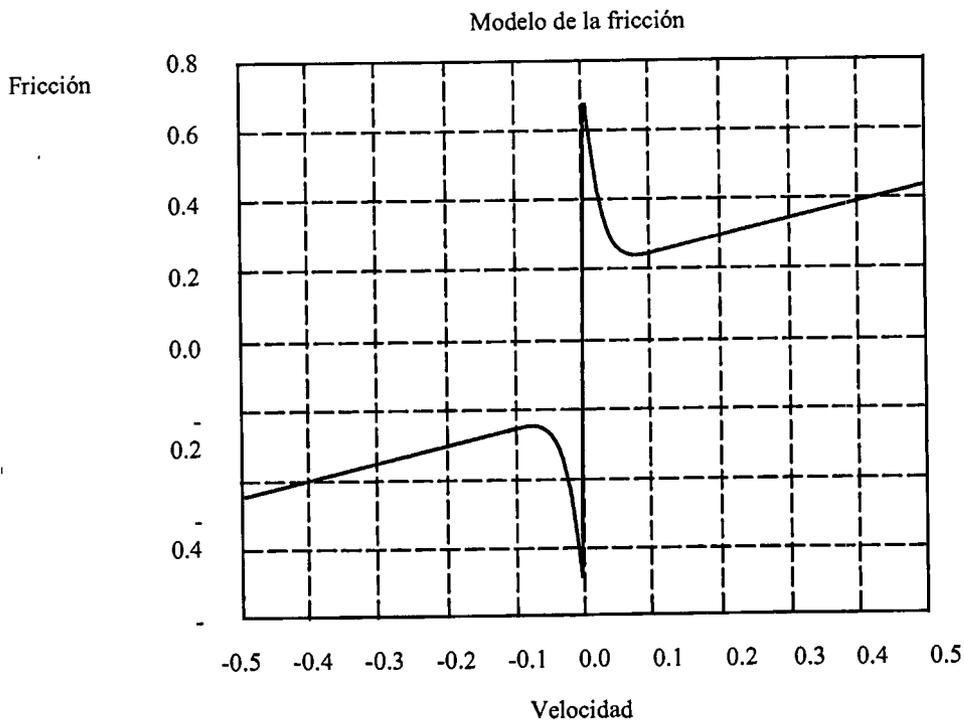


Figura 3.12 Respuesta típica del modelo de fricción propuesto por Johari.

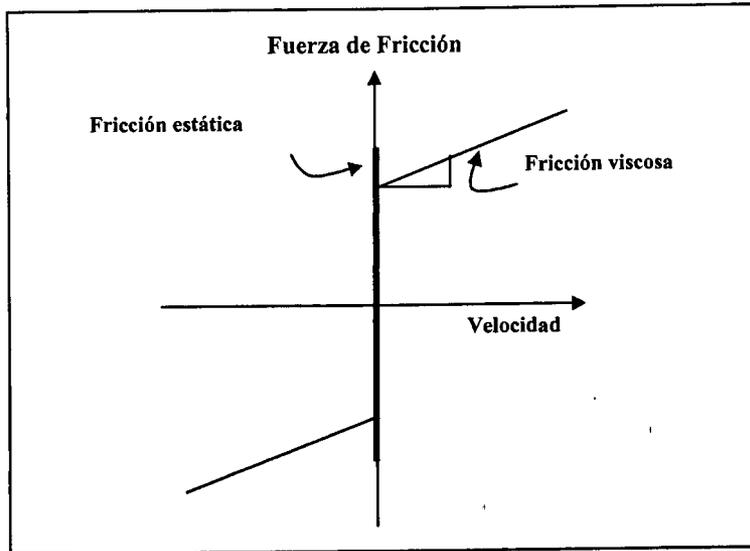


Figura 3.13 El modelo de fricción propuesto

3.6 Controladores

3.6.1 El propósito del control

El problema de control de robots manipuladores consiste en determinar el valor requerido de las entradas de las uniones para que el efector final ejecute movimientos comandados. Las entradas de las uniones pueden ser fuerzas o torques en las uniones, o pueden ser entradas a los actuadores, por ejemplo: tensiones o corrientes aplicadas a los motores dependiendo del modelo usado en el diseño del controlador (Spong, 1989_[f1])(Somló J., Lantos B., Cat P.T. 1997_[f2]). El movimiento comandado es típicamente especificado como una secuencia de posiciones y orientaciones del efector final o como una trayectoria continua definida.

Existen muchas técnicas y metodologías que pueden aplicarse al control de manipuladores, una de las más empleadas es el control PID con alguna modificación para compensar las no linealidades y los pares gravitacionales. Se analizarán los algoritmos PD, PD saturado con compensación de fricción, PID y un controlador PID autoajutable.

3.6.2 Control proporcional-derivativo

La estructura del regulador PD se muestra en la figura 3.14, donde K_P es la ganancia proporcional (P), K_D es la ganancia derivativa (D) y su ley de control es:

$$\tau_m = K_P \tilde{\theta} + K_D \frac{d\tilde{\theta}}{dt} \quad (3.45)$$

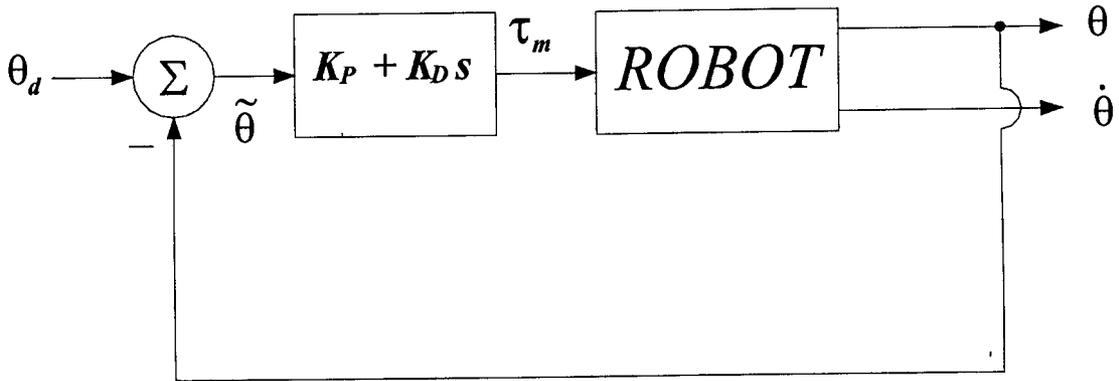


Figura 3.14 Control PD aplicado al robot

Para el sistema representado por la función de transferencia (3.41), el sistema en lazo cerrado se muestra en la figura 3.15. La entrada $V(s)$ es dada por:

$$V(s) = (K_P + K_D s)(\Theta^d(s) - \Theta(s)) \quad (3.46)$$

tomando las transformadas de Laplace de ambos lados de:

$$T_m \ddot{\theta} + \dot{\theta} = K_m V - rd \quad (3.47)$$

$$T_m s^2 \Theta(s) + s \Theta(s) = K_m V(s) - rD(s) \quad (3.48)$$

donde r es el radio (reducción) de la transmisión de engranes del servিসistema y d es una perturbación externa, la cual puede ser la fuerza de gravedad (Spong, 1989), y usando la expresión (3.46) para la retroalimentación $V(s)$ del control, se llega al sistema en lazo cerrado:

$$\Theta_m(s) = \frac{K_m (K_D s + K_P)}{\Omega(s)} \Theta^d(s) - \frac{r}{\Omega(s)} D(s) \quad (3.49)$$

donde $\Omega(s)$ es el polinomio característico en lazo cerrado

$$\Omega(s) = T_m s^2 + (1 + K_m K_D) s + K_m K_P \quad (3.50)$$

El sistema en lazo cerrado será estable para todos los valores posibles de K_P y K_D y perturbaciones acotadas (Spong, 1989), y el error de seguimiento está dado por:

$$E(s) = \Theta^d(s) - \Theta_m(s) \quad (3.51)$$

$$E(s) = \frac{T_m s^2 + (1 + K_m K_D) s}{\Omega(s)} \Theta^d(s) + \frac{r}{\Omega(s)} D(s)$$

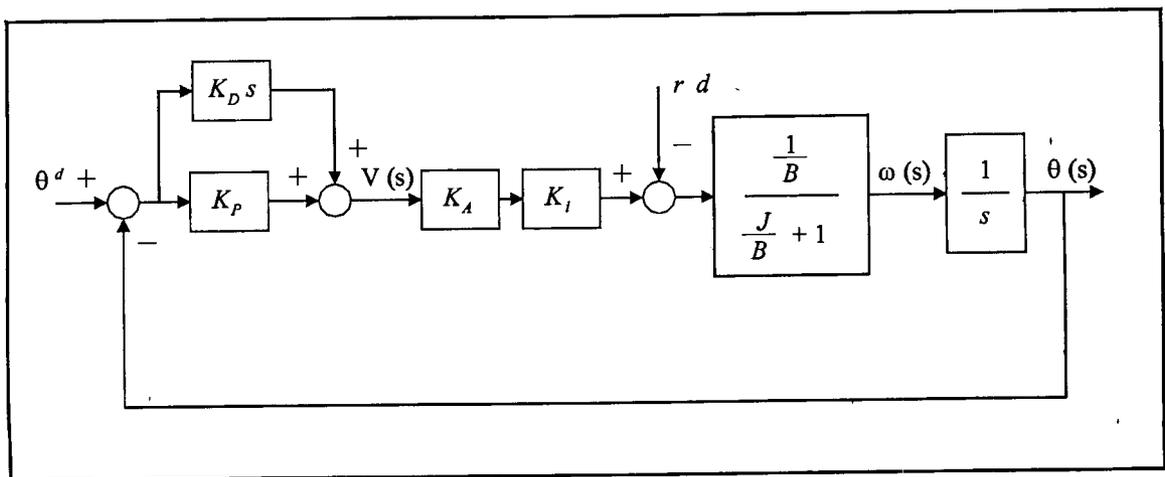


Figura 3.15 Sistema en lazo cerrado con control PD

Para una entrada de referencia tipo escalón

$$\Theta^d(s) = \frac{\Theta}{s} \quad (3.52)$$

y una perturbación constante

$$D(s) = \frac{D}{s} \quad (3.53)$$

esto ahora sigue directamente del teorema del valor final tal que el error en estado estacionario satisfice:

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) \quad (3.54[13])$$

$$e_{ss} = \frac{-rD}{K_m K_P}$$

Entonces observamos que el error en estado estacionario debido a una perturbación constante es más pequeña para una reducción grande en la transmisión y puede ser hecho arbitrariamente pequeño estableciendo una ganancia K_P suficientemente grande, lo cual es esperado debido a que el sistema es de tipo 1.

Se sabe, por supuesto, que el término de perturbación $D(s)$ en (3.48) no es una constante. Sin embargo, en estado estacionario esta perturbación es justo la fuerza de gravitación actuando en el robot, la cual es constante (Spong, 1989).

El análisis anterior, por lo tanto, aún cuando sólo aproxima, da una buena descripción del error en estado estacionario usando un compensador PD asumiendo estabilidad del sistema en lazo cerrado.

Para el compensador PD dado por (3.46) el sistema en lazo cerrado es de segundo orden y por lo tanto la respuesta al escalón está determinada por la frecuencia natural ω y el coeficiente de amortiguamiento ζ del sistema en lazo cerrado. Dados los valores deseados para esas cantidades, las ganancias K_D y K_P pueden ser encontradas de la expresión:

$$s^2 + \frac{(B + KK_D)}{J}s + \frac{KK_P}{J} = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (3.55)$$

como:

$$K_P = \frac{\omega_n^2 J}{K}, \quad K_D = \frac{2\zeta\omega_n J - B}{K} \quad (3.56)$$

Es habitual en aplicaciones de robótica tomar $\zeta = 1$ tal que la respuesta es críticamente amortiguada (Spong, 1989). Esto produce la respuesta más rápida no oscilatoria. En este contexto ω determina la velocidad de respuesta.

En teoría, es posible alcanzar una respuesta arbitrariamente rápida y un error en estado estacionario arbitrario (pequeño) ante una perturbación constante, simplemente incrementando las ganancias P_D del compensador. En la práctica, sin embargo, existe una máxima velocidad de respuesta alcanzable por el sistema. Los dos mayores factores, hasta ahora desatendidos, limitan el valor de ω_n que puede ser escogido, el primero es esperado por los límites de par máximo (o corriente) de entrada de los actuadores. Muchos manipuladores, de hecho, incorporan limitadores de corriente en los servosistemas para prevenir daños que pueden resultar por sobre manejo de corriente. El segundo efecto es la flexibilidad en la flecha del motor y/o tracción de la transmisión (Spong, 1989).

3.6.3 Control proporcional derivativo saturado con compensación de fricción

El control proporcional derivativo saturado con compensación de fricción tiene una conexión feed-forward para compensar la zona muerta en un servosistema, efecto causado por la fricción estática. Las conexiones feed-forward pretenden mejorar la capacidad de regulación de variables sometidas a fuertes perturbaciones o cuando existen fuertes interconexiones entre diversos lazos de control de un mismo proceso (Aguado, 2000). La conexión feed-forward trata de anticipar el efecto que se tiene sobre una variable por parte de una perturbación que puede medirse o estimarse, un ejemplo de aplicación es la compensación de fuerzas gravitacionales (Meza J. L. y Santibáñez V., 2002). La anticipación se logra actuando directamente sobre la variable de entrada de la planta o proceso, generalmente como suma algebraica con la señal del compensador.

Las conexiones feed-forward constituyen en general un complemento de la regulación normal por retroalimentación (feed back) y no un sustituto de ésta. La figura 3.16 representa una conexión feed-forward dentro de un lazo de control simple.

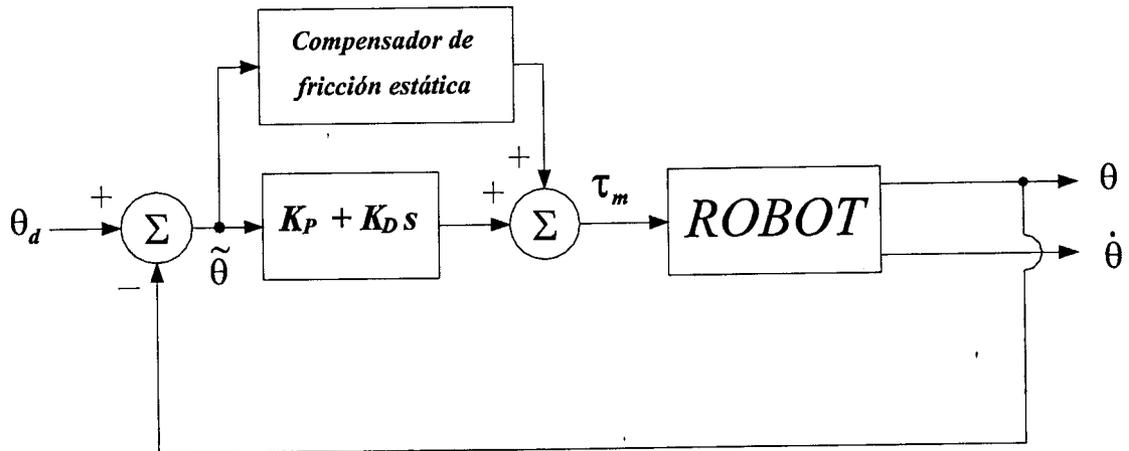


Figura 3.16 Lazo de control con conexión feed-forward para compensación de fricción estática (F_s)

Mediante la conexión feed-forward debe lograrse que la función de transferencia de la variable de salida entre la perturbación tome el valor de cero. Para compensar la zona muerta debida a la fricción estática en los servosistemas, es necesario medir los valores de la magnitud correspondientes a los valores de la fricción estática y sumarlos algebraicamente a la magnitud de la salida del controlador

3.6.4 Control proporcional-integral-derivativo

Se ha visto que para rechazar una perturbación constante empleando un control PD son requeridas grandes ganancias, lo cual no siempre es posible realizar en los controladores físicos. El regulador PID tiene una estructura sencilla y ha demostrado ser efectivo para el control de posición de robots manipuladores (Meza J. L. y Santibáñez V., 2002). En la figura 3.17 se muestra el esquema de un controlador PID. El controlador PID tiene tres términos: El término proporcional “P” corresponde al control proporcional, el término integral “I” aporta una acción de control la cual es proporcional al tiempo integral del error, lo anterior asegura que el error en estado estacionario alcanza el valor de cero. El término derivativo “D” es proporcional al tiempo derivativo del control del error, éste término permite la predicción del error futuro (Åström, 1995).

Empleando un control proporcional integral derivativo “PID”, es posible disminuir a cero el error en estado estacionario. Agregando un término integral $\frac{K_i}{s}$ al

control PD en (3.45) se obtiene la ley de control PID (3.57), como es ilustrado en la figura 3.17.

$$\tau_m = K_P \tilde{\theta} + K_D \frac{d\tilde{\theta}}{dt} + K_I \int_0^t \tilde{\theta}(\sigma) d\sigma \quad (3.57)$$

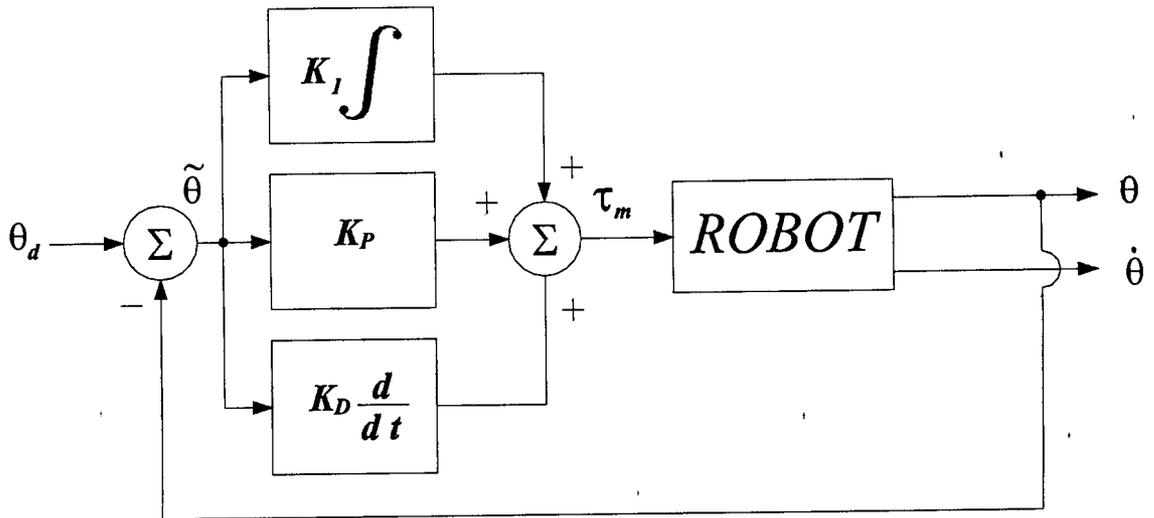


Figura 3.17 Controlador PID

Aplicando el control PID al sistema (3.41) se obtiene en lazo cerrado el nuevo sistema mostrado en la figura 3.18, el cual ahora es tipo 2 y el control PID logra el seguimiento exacto en estado estacionario de una entrada tipo escalón (y rampa) mientras rechaza perturbaciones tipo escalón, y por supuesto, el sistema en lazo cerrado es estable (Spong, 1989).

El sistema en lazo cerrado es ahora el sistema de tercer orden

$$\Theta_m(s) = \frac{K_m(K_D s^2 + K_P s + K_I)}{\Omega_2(s)} \Theta^d(s) - \frac{rs}{\Omega_2(s)} D(s) \quad (3.58)$$

donde:

$$\Omega_2 = T_m s^3 + (K_m K_D + 1) s^2 + K_m K_P s + K_m K_I$$

Aplicando el criterio de Routh a este polinomio (Spong, 1989), se obtiene que el sistema de lazo cerrado es estable, si las ganancias son positivas y además

$$K_I < \frac{(B_{eff} + K K_D) K_P}{J_{eff}} \quad (3.59)$$

Es importante mencionar que existen diferentes estructuras del controlador PID, en el caso en que se establece el controlador PID por la función de transferencia:

$$G(s) = K \left(1 + \frac{1}{s T_i} + s T_D \right) \quad (3.60)$$

la relación entre los parámetros es la siguiente:

$$\begin{aligned} K &= K_P \\ \frac{K}{T_i} &= K_I \end{aligned}$$

$$KT_D = K_D$$

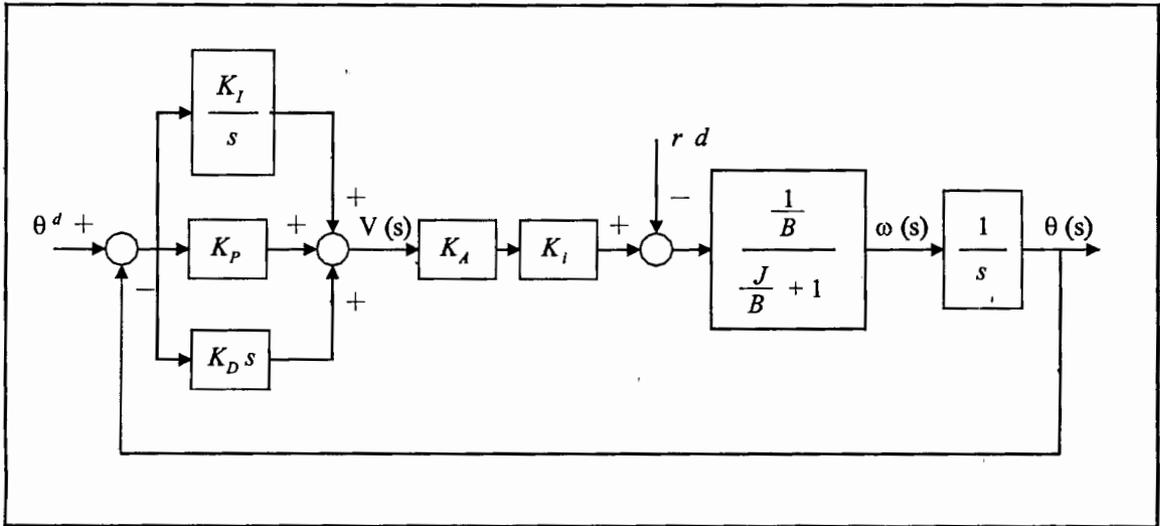


Figura 3.18 Controlador PID

Pineda dice: “Conviene utilizar un regulador P.I.D., cuando la dinámica que domina el proceso es de segundo orden, de esta forma la acción derivada puede mejorar el coeficiente de amortiguamiento, permitiendo aumentar la ganancia K_P (disminuir la banda proporcional) para aumentar la velocidad de respuesta del proceso, limitando o reduciendo el sobrepaso (Pineda, 2001^[14]).

3.6.5 Controlador PID autoajustable

Tratar de encontrar un procedimiento de auto-ajuste de los parámetros de los reguladores PID suficientemente confiable ha sido una tarea muy asistida en los últimos años. La ventaja de lograr un auto-ajuste de los parámetros en un controlador es evidente: mejorar el desempeño del sistema en la operación del mismo.

Existen múltiples enfoques para el desarrollo de autoajuste de los parámetros de los controladores PID como: garantizar un margen de fase prefijado, uso de la regla de Ziegler- Nichols partiendo de oscilaciones provocadas en el proceso, minimización de un criterio cuadrático, asignación de polos, autoajuste basado en razonamientos heurísticos, etc.

El método de autoajuste de los parámetros del controlador PID basado en un margen de fase prefijado se utiliza como criterio de diseño y parte de la descripción del proceso mediante la función de transferencia discreta que corresponde a un sistema de segundo orden con $k+1$ pasos de retardo:

$$G_p(z^{-1}) = \frac{y(t)}{u(t)} = \frac{b_1 z^{-(k+1)}}{a_1 z^{-2}} \quad (4.22)$$

y si además el regulador tiene la estructura de un PID en su versión de velocidad:

$$G_c(z^{-1}) = \frac{p_0 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}} = \frac{P(z^{-1})}{1 - z^{-1}} \quad (4.23)$$

se tienen las siguientes equivalencias:

$$p_0 = K_p \left(1 + \frac{T_c}{T_i} + \frac{T_d}{T_c} \right) \quad (4.24)$$

$$p_1 = -K_p \left(1 + 2 \frac{T_d}{T_c} \right) \quad (4.25)$$

$$p_2 = \frac{K_p T_d}{T_c} \quad (4.26)$$

donde K_p , T_i , T_d y T_c son respectivamente la ganancia, el tiempo integral, el tiempo derivativo y el período de control.

De acuerdo con el criterio de Nyquist, el sistema en lazo cerrado correspondiente tendrá un determinado margen de fase φ_a , si se cumple :

$$\varphi(\omega) = -\pi + \varphi_a \quad (4.27)$$

para

$$A(\omega) = 1 \quad (4.28)$$

Aguado (Aguado, 2000), realiza el análisis para obtener la estructura del controlador, donde:

$$K_I = \frac{\pi - 2\varphi_a}{2(2k+1)} \quad (4.29)$$

y si se considera un margen de fase de 60 grados ($\pi/3$), que resulta adecuado en la mayoría de los casos, tenemos :

$$K_I = \frac{\pi/3}{2k+1} \approx \frac{1}{2k+1} \quad (4.30)$$

finalmente, se llega a las siguientes ecuaciones :

$$p_0 = \frac{K_I}{\hat{b}_1} = \frac{1}{\hat{b}_1(2k+1)} \quad (4.31)$$

$$p_1 = \hat{a}_1 p_0 \quad (4.32)$$

$$p_2 = \hat{a}_2 p_0 \quad (4.33)$$

donde \hat{a}_1, \hat{a}_2 son las estimaciones de estos parámetros obtenidas en tiempo real mediante cualquier variante del método de mínimos cuadrados recursivos.

La ley de control se calcula mediante :

$$u(t) = p_0 e(t) + p_1 e(t-1) + p_2 e(t-2) + u(t-1) \quad (4.34)$$

donde $e(t)$ es el error $y_{\text{ref}}(t) - y(t)$.

“A pesar de la extraordinaria simplicidad de este regulador se ha reportado un comportamiento adecuado del mismo en varios ejemplos simulados con sistemas de primero y segundo orden y varios períodos de retardo” (Aguado, 2000).

Capítulo IV DESARROLLO DEL PROYECTO

4.1 Introducción

En este capítulo se muestra el trabajo desarrollado en los servomecanismos del robot, comenzando con la obtención de la función de transferencia en lazo abierto de cada uno de los ejes en las cuales está incluida la fricción viscosa. En segundo lugar se identifica el modelo de la fricción estática, ya que ésta es un componente no lineal y no está incluida en el modelo (3.16). Posteriormente se agregan al modelo las no linealidades debidas a la fricción estática y a la saturación de los amplificadores de corriente de los servomotores y se valida el modelo resultante. En cuarto lugar se realiza el diseño de controladores PD, PID y PID auto-ajustable para cada servomecanismo en lazo abierto y se evalúa su desempeño. Finalmente se realiza un análisis del control del robot empleando la tarjeta controladora de servomotores "Pmac", revisando el modelo del controlador, la rutina de auto-sintonía y la respuesta del control.

4.2 El robot Romat 56

El robot considerado en este proyecto es tipo industrial marca CLOOS modelo Romat 56, el cual se muestra en la figura 4.1. Cada eje del robot constituye un servomecanismo en lazo abierto y está compuesto por un servo amplificador (manejador de potencia), un servomotor de corriente directa de imanes permanentes que incluye un codificador óptico de posición angular (encoder incremental) como sensor de posición y una transmisión de engranes como reductor de velocidad. En la figura 4.2 se muestra una representación esquemática de uno del servomecanismo en lazo abierto.



Figura 4.1 Robot marca CLOOS modelo Romat 56

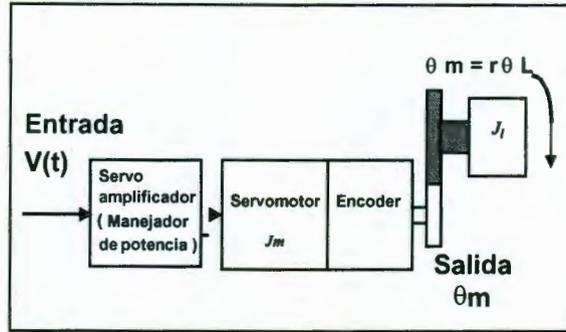


Figura 4.2 Representación esquemática de un servomecanismo en lazo abierto

4.2.1 Servo amplificador

El servo amplificador recibe el suministro de energía de corriente directa para proporcionar potencia eléctrica al servomotor además de las señales de control. El servo amplificador utilizado es el modelo 403 de la marca Copley Control Corp. En la figura 4.3 se muestra el servo amplificador empleado y en el anexo E su diagrama esquemático. Este servo amplificador trabaja en modo de par, por lo que recibe una tensión en el intervalo de -10 V a $+10\text{ V}$ y entrega una intensidad de corriente proporcional a la tensión de entrada. Lo anterior simplifica el modelo del servomecanismo en lazo abierto, ya que el servo amplificador controla directamente la corriente de armadura del servomotor.



Figura 4.3 Servo amplificador modelo 403 de la marca Copley Control Corp

La función de transferencia del servo amplificador es:

$$G_A(s) = \frac{I_a(s)}{V(s)} = K_A \quad (4.1)$$

4.2.2 Servomotor

El diagrama de bloques de un servomotor controlado por corriente se muestra en la figura 4.4, de él se obtiene la ecuación:

$$G(s) = \frac{\Theta_m(s)}{V(s)} = \frac{K_m}{s(T_m s + 1)} \quad (4.2)$$

donde: $K_m = (K_A K_i) / B_m$ $T_m = J_m / B_m$

- $V(s)$ = Tensión aplicada a la armadura en V
- $\theta_m(s)$ = Posición del servomotor en radianes
- K_A = Ganancia del servo amplificador en A / V
- K_i = Ganancia del servomotor en N·m / A
- J_m = Momento de inercia equivalente del motor en kg·m²
- B_m = Coeficiente de fricción viscosa equivalente del motor en N·m/rad/seg

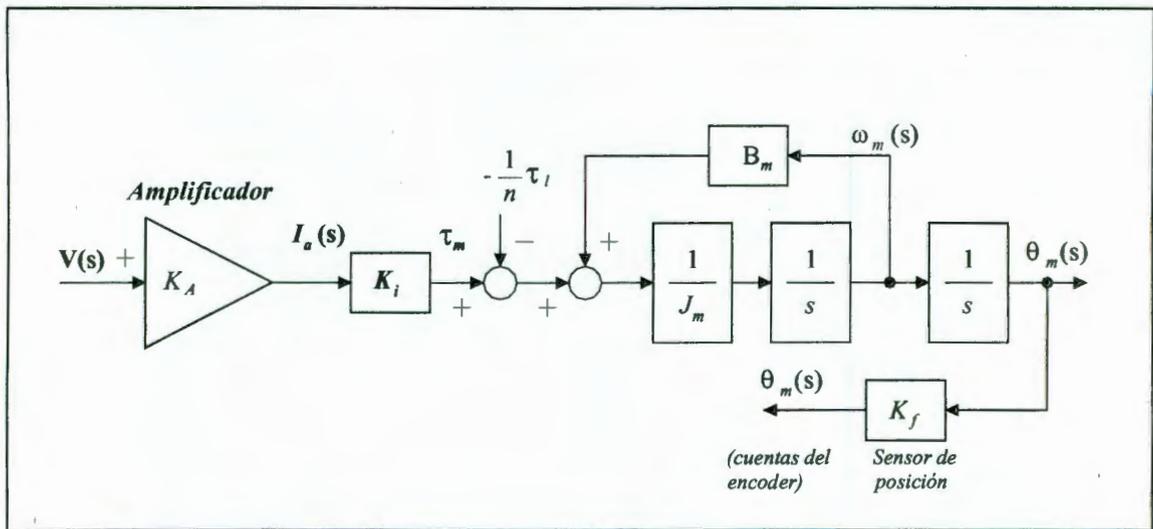


Figura 4.4 Diagrama de bloques de un servomotor de CD con fricción viscosa controlado por corriente

4.2.3 Sensor de posición

El sensor de posición empleado es un encoder incremental, el cual entrega un número de cuentas por radián de rotación. El sensor de posición es modelado como un factor de proporcionalidad:

$$G_{SP}(s) = K_f = \frac{N}{2\pi} \quad (4.3)$$

donde N es el número de cuentas por revolución.

4.3 Identificación de los servomecanismos en lazo abierto

Se aplicará el método de análisis de respuesta en frecuencia para estimar los parámetros de la función de transferencia de los servomecanismo en lazo abierto de cada uno de los ejes del robot, incluyendo el servo amplificador, el servomotor, la transmisión de engranes y el sensor de posición (encoder). En este caso, las frecuencias aplicadas van desde los 0.628 radianes por segundo (0.1 Hz), hasta los 628 radianes por segundo (100 Hz). Ambos límites están determinados por la capacidad de respuesta de los servomecanismo en lazo abierto. A continuación se aplica el método de respuesta en frecuencia al servomecanismo en lazo abierto del eje 6, en la figura 4.5 se muestra el diagrama del logaritmo de la magnitud del mismo servomecanismo en lazo abierto.

De (4.2) se observa que se tiene un factor $[1+j(\omega/\omega_2)]^{-1}$ en la frecuencia de transición ω_2 , debido al cambio de pendiente de -20 dB a -40 dB, por lo que:

$$T_m = 1/\omega_2 = 0.05 \quad (4.4)$$

y que la ganancia del sistema es:

$$\omega_1 = K_m = 2000 \quad (4.5)$$

por lo que la función de transferencia del servomecanismo en lazo abierto del eje 6 queda:

$$G_6(s) = \frac{\Theta_m(s)}{V(s)} = \frac{2000}{s(0.05s + 1)} \quad (4.6)$$

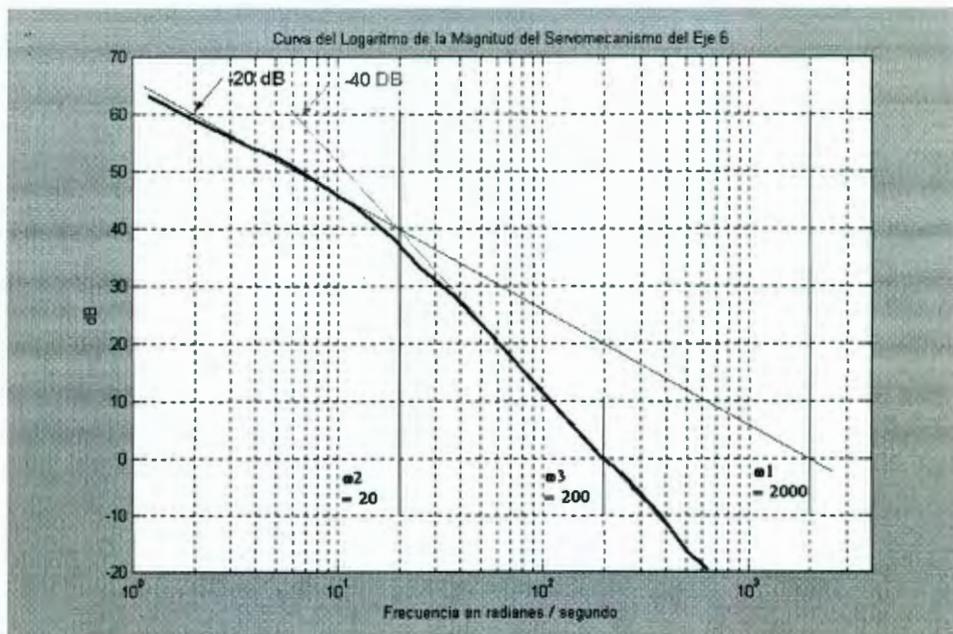


Figura 4.5 Diagrama del logaritmo de la magnitud del servomecanismo en lazo abierto del eje 6

Se aplica el mismo procedimiento para determinar las funciones de transferencia de los servomecanismo en lazo abierto de los ejes 5, 4, 3, 2 y 1; y las figuras 4.6, 4.7, 4.8, 4.9 y 4.10 muestran los diagramas del logaritmo de la magnitud de los servomecanismo en lazo abierto respectivos.

Para el eje 5:

$$T_m = 1/\omega_2 = 0.0333 \quad \text{y} \quad \omega_1 = K_m = 2000 \quad (4.7)$$

la función de transferencia del servomecanismo en lazo abierto del eje 5 es:

$$G_5(s) = \frac{\Theta_m(s)}{V(s)} = \frac{2000}{s(0.0333s + 1)} \quad (4.8)$$

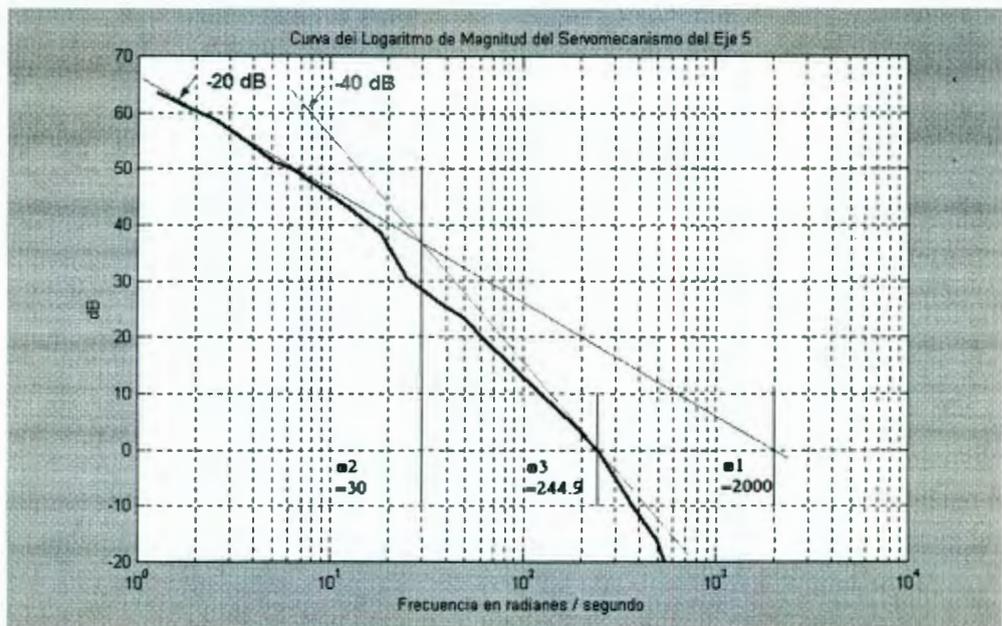


Figura 4.6 Diagrama del logaritmo de la magnitud del servomecanismo en lazo abierto del eje 5

Para el eje 4:

$$T_m = 1/\omega_2 = 0.05 \quad \text{y} \quad \omega_1 = K_m = 2100 \quad (4.9)$$

la función de transferencia del servomecanismo en lazo abierto del eje 4 es:

$$G_4(s) = \frac{\Theta_m(s)}{V(s)} = \frac{2100}{s(0.05s + 1)} \quad (4.10)$$

Para el eje 3:

$$T_m = 1/\omega_2 = 0.1428 \quad \text{y} \quad \omega_1 = K_m = 1800 \quad (4.11)$$

la función de transferencia del servomecanismo en lazo abierto del eje 3 es:

$$G_3(s) = \frac{\Theta_m(s)}{V(s)} = \frac{1800}{s(0.1428s + 1)} \quad (4.12)$$

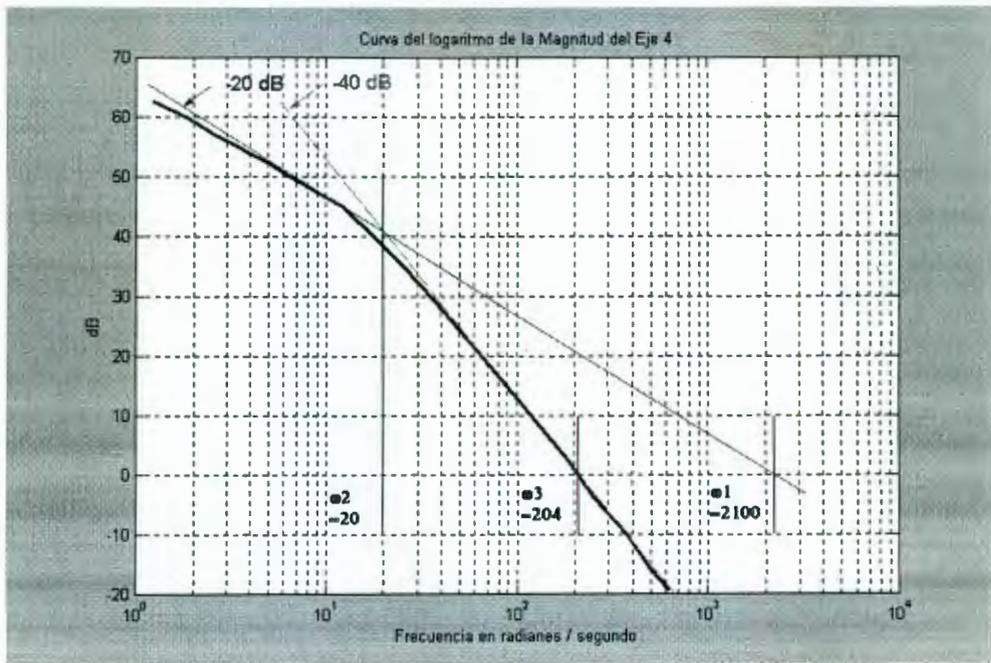


Figura 4.7 Diagrama del logaritmo de la magnitud del servomecanismo en lazo abierto del eje 4

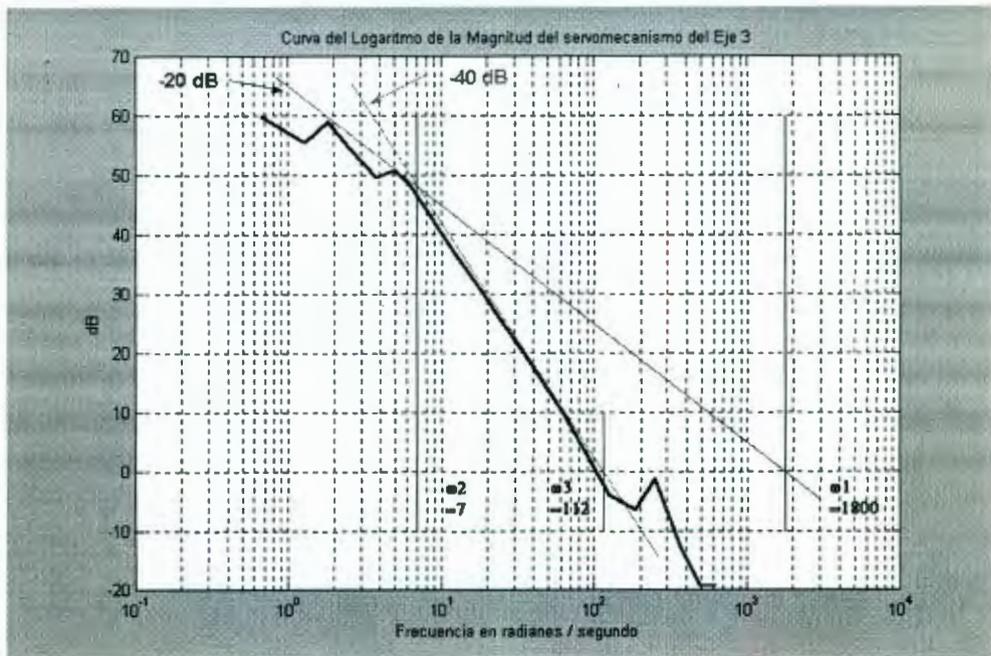


Figura 4.8 Diagrama del logaritmo de la magnitud del servomecanismo en lazo abierto del eje 3

Para el eje 2:

$$Tm = 1/\omega_2 = 0.333 \text{ y } \omega_1 = Km = 400 \quad (4.13)$$

la función de transferencia del servomecanismo en lazo abierto del eje 2 es:

$$G_2(s) = \frac{\Theta_m(s)}{V(s)} = \frac{1900}{s(0.833s + 1)} \quad (4.14)$$

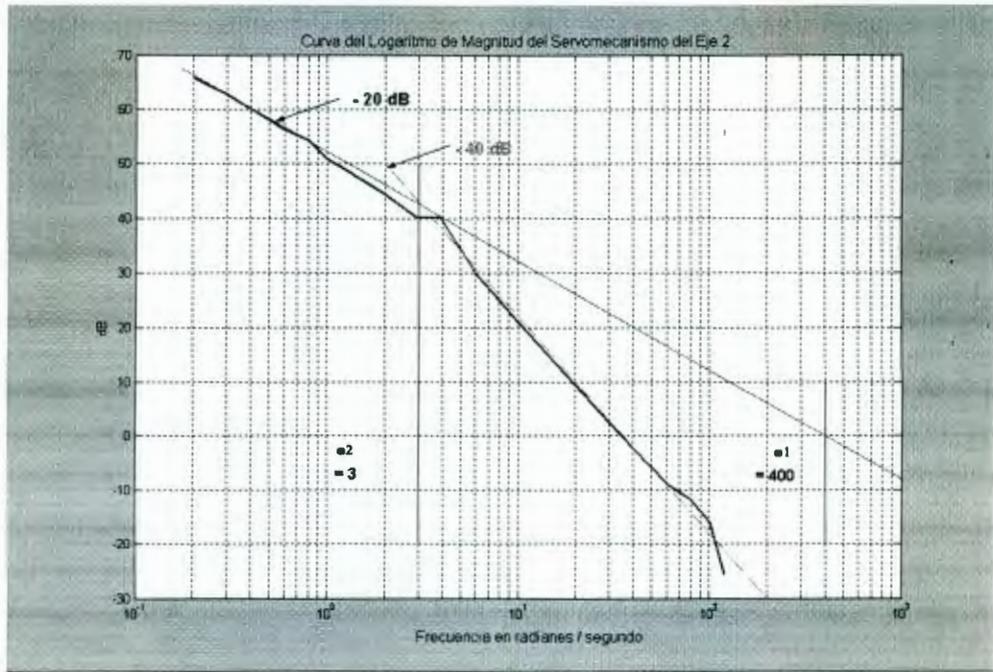


Figura 4.9 Diagrama del logaritmo de la magnitud del servomecanismo en lazo abierto del eje 2

Para el eje 1:

$$Tm = 1/\omega_2 = 0.833 \text{ y } \omega_3 = Km = 1900 \quad (4.15)$$

la función de transferencia del servomecanismo en lazo abierto del eje 1 es:

$$G_1(s) = \frac{\Theta_m(s)}{V(s)} = \frac{1900}{s(0.833s + 1)} \quad (4.16)$$

Las funciones de transferencia obtenidas son modelos lineales, sin embargo, los servomecanismo en lazo abierto del robot presentan no linealidades importantes, las cuales se determinan en los temas siguientes.

Es importante mencionar que al inicio de este proyecto se realizó la identificación del servomecanismo en lazo abierto del eje 2 por el método de identificación de mínimos cuadrados, empleando el algoritmo REFILM, que es una variante de los algoritmos de identificación de mínimos cuadrados para sistemas lineales y la función de transferencia obtenida es discreta (Aguado, 2000) (Castellanos 2001).

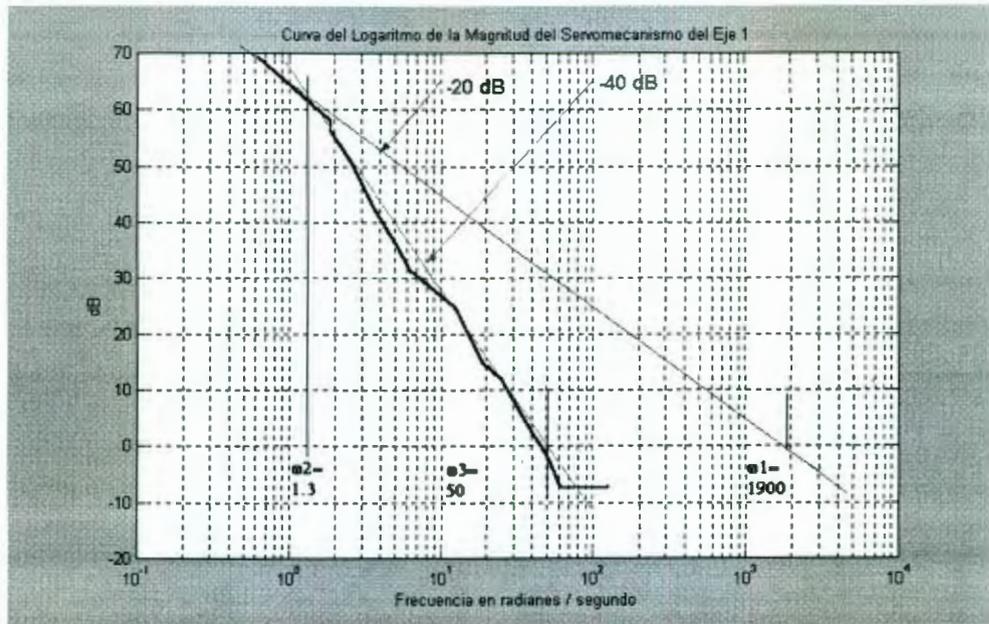


Figura 4.10 Diagrama del logaritmo de la magnitud del servomecanismo en lazo abierto del eje 1

La identificación del servomecanismo en lazo abierto del eje 2 resultó particularmente complicada, ya que la configuración mostrada en la figura 4.11 es la recomendada para hacer la identificación, debido a que exactamente en ésta se tiene un efecto nulo de la gravedad sobre el eslabón 2, sin embargo, es inestable. Lo anterior significa que sólo puede mantenerse mientras no se aplique una señal de entrada al servomecanismo en lazo abierto que venza la fricción estática u otro tipo de perturbación, y que al aplicar una señal de entrada senoidal de amplitud suficientemente grande para vencer la fricción estática, los eslabones unidos al eje 2 comienzan a moverse. Este movimiento se ve afectado por la atracción gravitatoria hasta colisionar con la base del robot debido a que el sistema está en lazo abierto y no alcanza a seguir la señal de entrada. Dada esta situación, se decidió utilizar la configuración mostrada en la figura 4.12.

Ahora se emplea una señal de excitación binaria pseudoaleatoria (SBPA) a la cual se le suma una señal constante suficiente para compensar el efecto de la gravedad en esa posición. La razón de usar una SBPA se explica de la siguiente manera: dada la fricción existente en este eje, una señal senoidal de amplitud pequeña es muy suave como para producir movimiento del eje; por otro lado, una señal senoidal de amplitud grande produce oscilaciones grandes dificultando la identificación pues el efecto de la gravedad no es cancelado, más aún existe el peligro de colisiones del robot consigo mismo.

La ventaja de una SBPA es que, debido a que contiene cambios abruptos, permite utilizar amplitudes pequeñas que producen la aceleración necesaria para vencer el efecto de la fricción estática. En la figura 4.13 se muestran las señales de entrada y salida. Sin

embargo, este nuevo experimento requiere que el empleo de una técnica de identificación diferente.

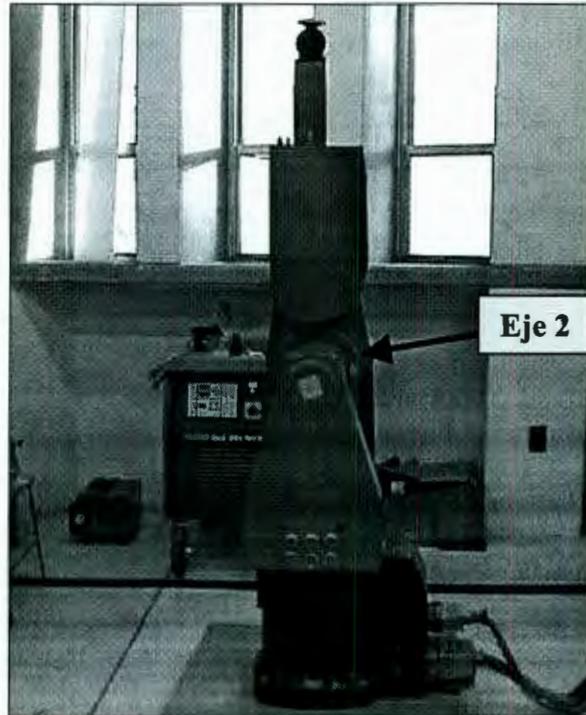


Figura 4.11. Posición vertical (inestable) del robot para la identificación del eje 2



Figura 4.12 Posición del robot para la identificación del eje 2

Así, una vez obtenida la información se utilizó el algoritmo REFILM para identificar el servomecanismo en lazo abierto (Aguado, 2000) (Castellanos 2001). El algoritmo REFILM es una variante de los algoritmos de identificación de mínimos cuadrados para sistemas lineales y la función de transferencia obtenida es discreta.

Debido a que el sistema es de segundo orden, la función de transferencia se escribe como:

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_0z^2 + b_1z + b_2}{z^2 - a_1z - a_2} \quad (4.17)$$

El experimento de identificación se repitió diez veces con el fin de asegurar que los resultados sean correctos. Los parámetros están dados por el promedio obtenido en los diez experimentos, la desviación estándar porcentual de todos los parámetros obtenidos es menor que el 19%. Por lo que la siguiente función de transferencia es la que mejor describe a este servomecanismo en lazo abierto:

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{0.9374z^2 - 1.5098z + 0.5445}{z^2 - 1.1944z + 0.1921} \quad (4.18)$$

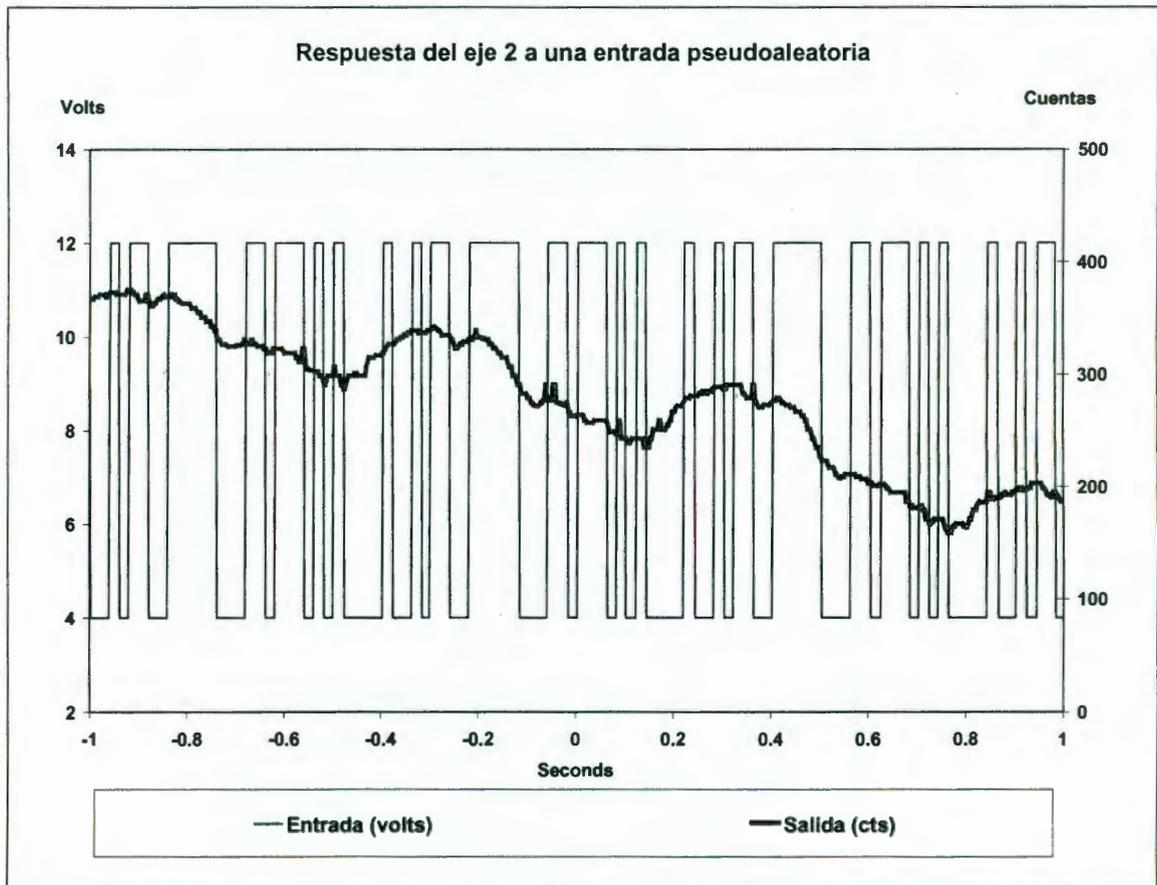


Figura 4.13 Gráfica de respuesta del eje 2 a una entrada pseudoaleatoria

Sin embargo, se cambió el sistema de transmisión del servomecanismo en lazo abierto del eje 2, ya que se reemplazaron los engranes helicoidales que tenían una relación de 12 a 1 por un armónico driver (manejador armónico), el cual tiene una

relación de 80 a 1. Lo anterior tiene tres efectos, el primero es que el la tasa de reducción de la transmisión permite al servomecanismo en lazo abierto mantener cualquier posición sin tener que compensar el efecto de la atracción gravitatoria, el segundo efecto es que el servomecanismo en lazo abierto se ha vuelto más lento y el tercero es que la función de transferencia ha cambiado.

Debido a la modificación, ahora es posible aplicar el método de respuesta en frecuencia y se obtiene la función de transferencia (4.14) reportada anteriormente, y de hecho es la que se empleará en el diseño del controlador.

4.4 Identificación de la fricción estática

Una de las no linealidades presentes en los servomecanismo en lazo abierto es una zona muerta, que es el intervalo en el que la señal de entrada de tensión no produce movimiento angular, debido a la fricción estática presente en el servomecanismo en lazo abierto. Cada eje tiene un intervalo diferente de zona muerta. Para determinar el intervalo de la zona muerta se realizó una prueba de *suministro de señal tipo rampa*, la cual consiste en aplicar una señal de entrada del mismo nombre al servomecanismo en lazo abierto e identificar la magnitud en la que se produce un movimiento angular. Es importante mencionar que la no linealidad ocasionada por la fricción del servomecanismo en lazo abierto es compleja y tiene diferentes componentes. Debido a lo anterior, la identificación de la zona muerta realizada, considera solamente el nivel de tensión en el cual el servomecanismo en lazo abierto comienza a moverse (V_{offset}) y que corresponde a componente de la fricción estática. Este valor puede ser diferente para las dos direcciones de movimiento del servomecanismo en lazo abierto, por lo cual se registran como $+V_{offset}$ y $-V_{offset}$.

En la figura 4.14 se observa la respuesta del servomecanismo en lazo abierto correspondiente al eje 6 ante una señal de entrada tipo sinusoidal de frecuencia igual a 1.21 radianes por segundo y una amplitud pico de 9 V. Se observa que cuando la amplitud de la señal de entrada es igual a cero voltios, no se presenta movimiento angular en el servomecanismo en lazo abierto y el movimiento es nulo hasta que se supera un nivel de tensión de la señal de entrada de aproximadamente 2V. El mismo comportamiento se presenta para la polaridad negativa de la señal de entrada. Para determinar los niveles de tensión de entrada que corresponden a la zona muerta se observa la figura 4.15 que muestra la respuesta del mismo servomecanismo en lazo abierto ante una señal de entrada de tipo rampa, donde se identifican los niveles V_0 y V_{offset} . Para el eje 6, el intervalo de la tensión de entrada correspondiente al modelo de la zona muerta es de -2 V a $+2$ V. El error obtenido en la relación de salida/entrada de la amplitud es de 7.48 % con respecto de la salida real[n].

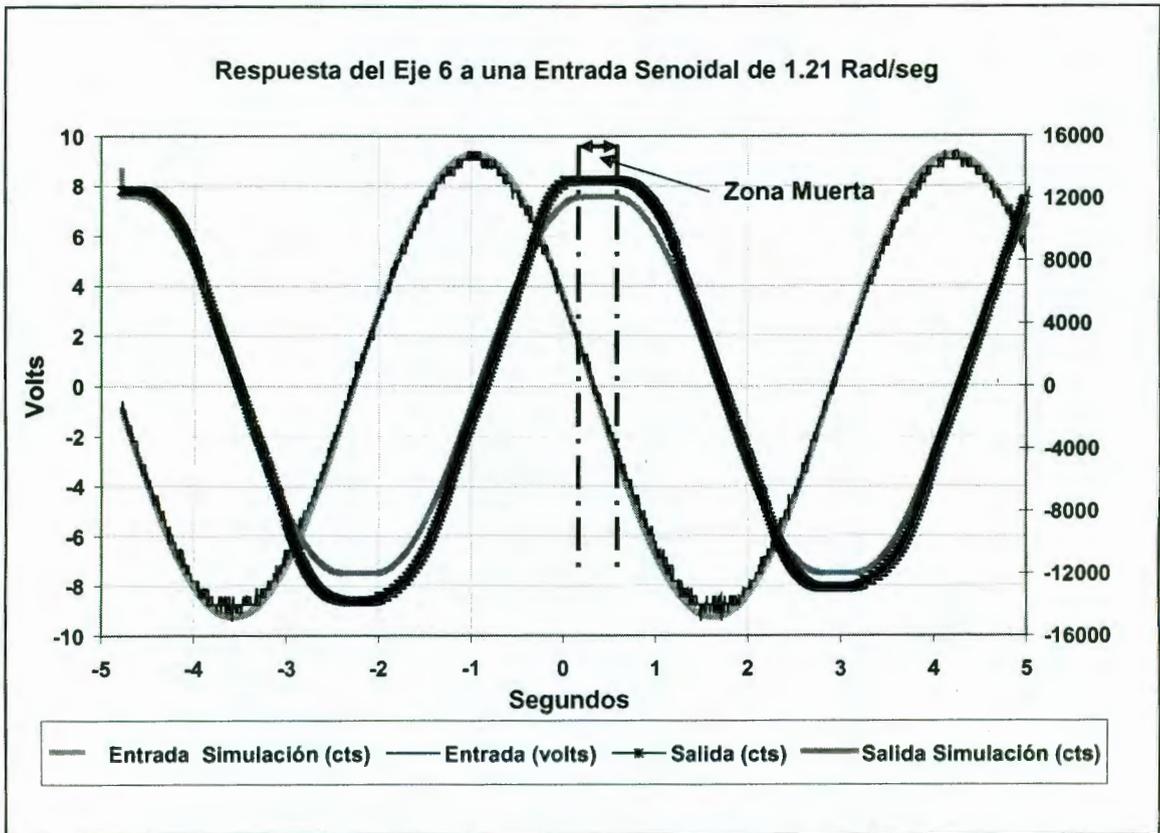


Figura 4.14 Respuesta del eje 6 a una entrada senoidal de 1.21 radianes por segundo[12]

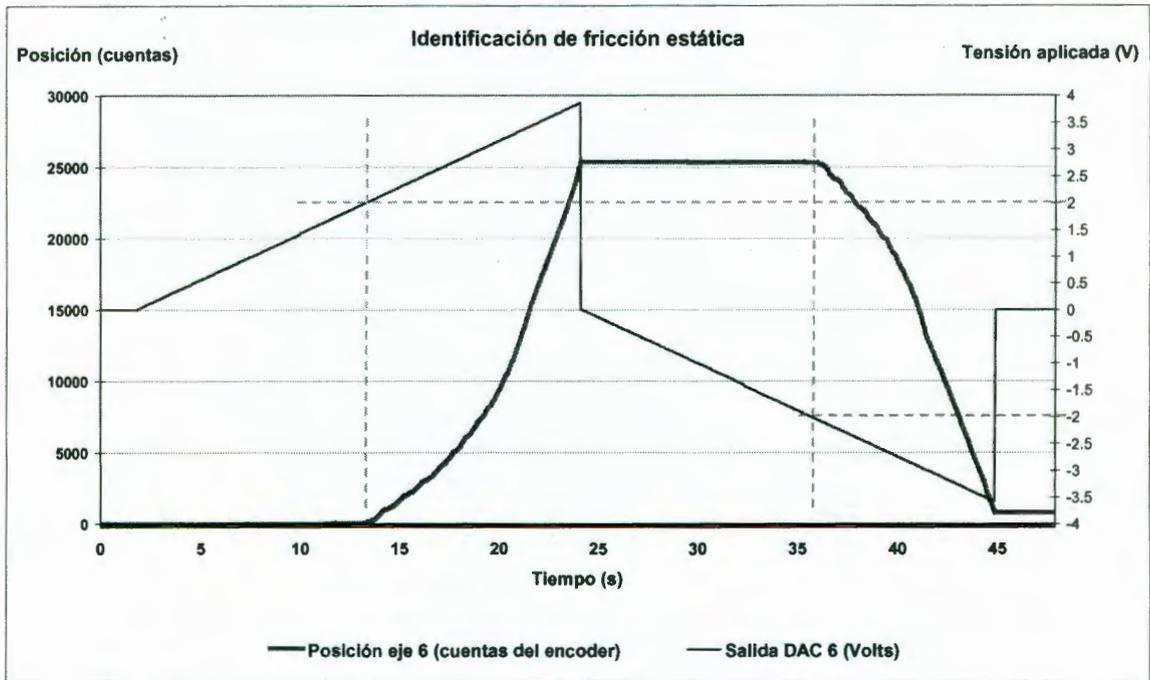


Figura 4.15 Identificación de fricción estática del servomecanismo del eje 6[13]

Servomecanismo en lazo abierto	Zona muerta	
	Límite inferior (-Voffset)	Límite superior (+Voffset)
1 Descendente	-3.8 V	0.0 V
1 Ascendente	0.0 V	3.8 V
2	0.5 V	-0.5 V
3 Descendente	-2.8 V	4.0 V
3 Ascendente	-3.2 V	2.0 V
4	-3.7 V	3.7 V
5	-2.6 V	2.0 V
6	-2.0 V	2.0 V

Tabla 4.1 Intervalos de zona muerta para los servomecanismo en lazo abierto 1, 2, 3, 4, 5 y 6

4.5 Planteamiento y validación de los sistemas no lineales

4.5.1 No linealidades

Dos tipos de no linealidad se consideran en los servomecanismos en lazo abierto del robot:

- una saturación en la entrada que corresponde a los límites de entrada de tensión al manejador de potencia del servomotor, también conocido como servo amplificador.
- una zona muerta ocasionada por la fricción estática del servomecanismo en lazo abierto

La saturación a la entrada del servomecanismo en lazo abierto está definida por los límites de la tensión de entrada del servo amplificador, -10 V y $+10\text{ V}$, por lo que cualquier excedente en la magnitud de la entrada fuera de este intervalo será reducida a los límites del mismo. También es importante mencionar que una tensión de entrada fuera del intervalo antes mencionado puede dañar el servo amplificador. Por lo que respecta a la zona muerta debida a la fricción estática, cada eje tiene un intervalo diferente dentro del cual la señal de entrada no tiene ningún efecto en la salida del servomecanismo en lazo abierto.

4.5.2 Modelo final de los servomecanismo en lazo abierto

El modelo que finalmente se obtiene para el servomecanismo en lazo abierto del eje 6 se muestra en la figura 4.16, en el cual se observa la saturación debida al intervalo de la tensión de entrada del servo amplificador, la zona muerta debida a la fricción estática y la función de transferencia lineal. Los modelos de los servomecanismo en lazo abierto de los demás ejes tienen la misma estructura y sólo cambian los parámetros asociados a la función de transferencia y a la zona muerta causada por la fricción estática.

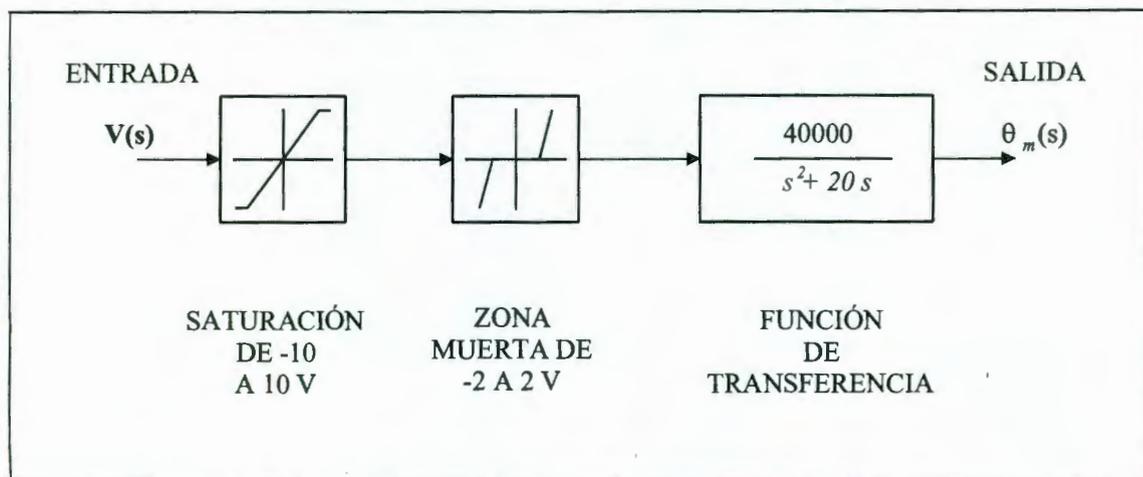


Figura 4.16 Diagrama de bloques del servomecanismo en lazo abierto del eje 6

4.5.3 Validación de los modelos

Para validar las funciones de transferencia obtenidas, se realizan dos pruebas: En la primera prueba se realiza la simulación del servomecanismo en lazo abierto y se compara contra la salida del sistema real para la señal de entrada senoidal empleada en el proceso de identificación considerando los valores de frecuencia empleados. En la tabla 4.2 se muestra el error de amplitud de la simulación del servomecanismo en lazo abierto contra la salida del sistema real para cada una de las frecuencias empleadas en la identificación.

Frecuencia Rad/s	Amplitud Salida	Amplitud Simulación	Error (cuentas)	Error %
1.21	26936	25623.0	1313.0	4.87
1.90	17298	16311.0	987.0	5.71
2.51	13602	12428.0	1174.0	8.63
3.80	9596	8138.0	1458.0	15.19
5.05	7862	6087.7	1774.3	22.57
6.33	6130	4826.7	1303.3	21.26
12.58	2835	2303.9	531.1	18.73
19.13	1499	1210.0	289.0	19.28
25.21	862	890.0	-28.0	-3.25
37.69	477	420.0	57.0	11.95
51.99	277	238.0	39.0	14.08
63.40	179	155.0	24.0	13.41
126.04	46	39.5	6.5	11.89
189.40	21	18.0	3.0	14.29
253.61	13	10.0	3.0	23.08
376.24	6	9.5	-3.5	-58.33
504.27	3	2.8	0.2	6.67
634.02	2	1.8	0.2	10.00
		Error Promedio (%)		12.70
		Desviación estándar		15.22

Tabla 4.2 Simulación contra salida real del servomecanismo en lazo abierto del eje 6[14]

La comparación entre la simulación del servomecanismo en lazo abierto y su salida real para una señal de entrada de 126 radianes por segundo es mostrado en la figura 4.17.

En la segunda prueba se realiza la simulación del servomecanismo en lazo abierto y se compara contra la salida real del servomecanismo en lazo abierto en lazo cerrado para una señal de entrada tipo escalón. Para el servomecanismo en lazo abierto del eje 6 se determinó la función de transferencia en (4.6). El sistema en lazo cerrado se muestra en la figura 4.18. El bloque de la ganancia del convertidor digital-analógico “DAC”, corresponde a la ganancia del convertidor digital-analógico (DAC), en voltios/bit. El DAC recibe la diferencia de la posición deseada y la posición del motor (en cuentas del encoder) y la convierte en una tensión eléctrica que es aplicada al servomecanismo en lazo abierto.

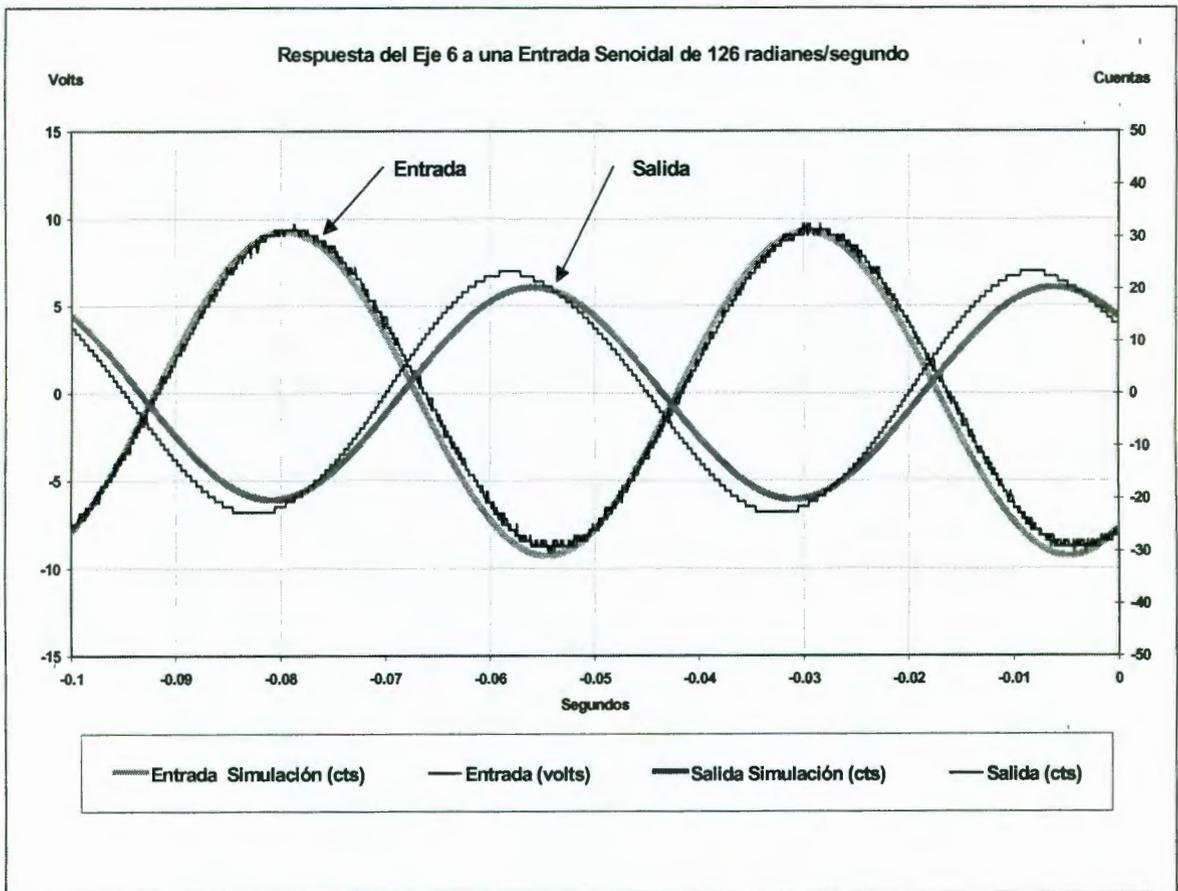


Figura 4.17 Gráfica de respuestas real y de simulación de entrada y salida del servomecanismo en lazo abierto del eje 6 para una señal de entrada de 126.04 rad/s[15]

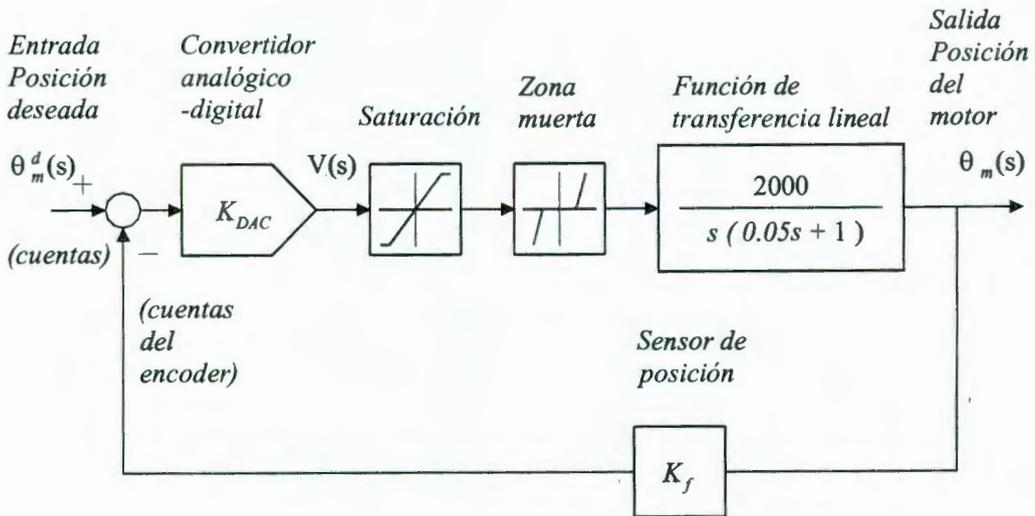


Figura 4.18 Diagrama de bloques del servomecanismo del eje 6 en lazo cerrado

En la figura 4.19 se muestra la respuesta del servomecanismo en lazo abierto real y de simulación del eje 6 ante una entrada escalón de 1000 cuentas. Como se puede observar, existe un error en estado estacionario debido a la zona muerta del servomecanismo en lazo abierto y que corresponde al valor de 2 voltios. La tabla 4.3 muestra los valores del error en estado estacionario de la planta real y de la simulación.

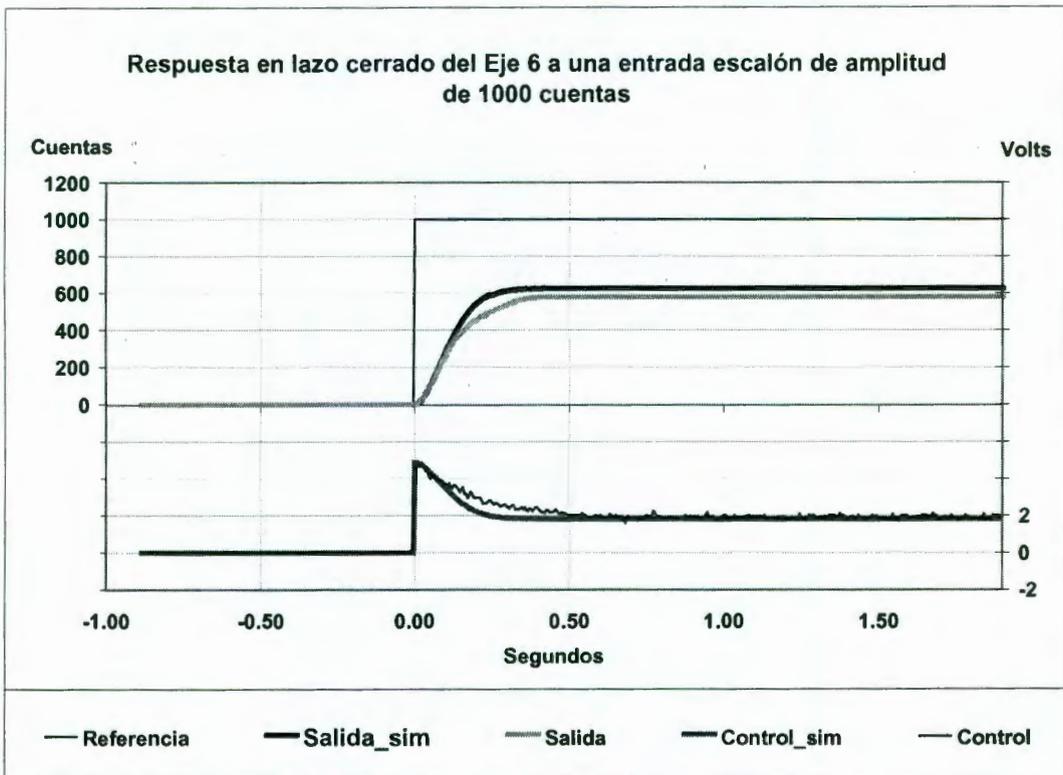


Figura 4.19 Gráfica de la salida real y de simulación del servomecanismo en lazo abierto del eje 6 ante una entrada tipo escalón[16]

Entrada escalón de 1000 cuentas	Servomecanismo real en lazo abierto	Simulación
Salida absoluta (cuentas)	578.25	626.54
Error absoluto (cuentas)	421.75	373.46
Error porcentual	42.10 %	37.30 %
Error absoluto (cuentas) Simulación – servomecanismo en lazo abierto real	48.29	
Error porcentual Simulación – servomecanismo en lazo abierto real	8.30 %	

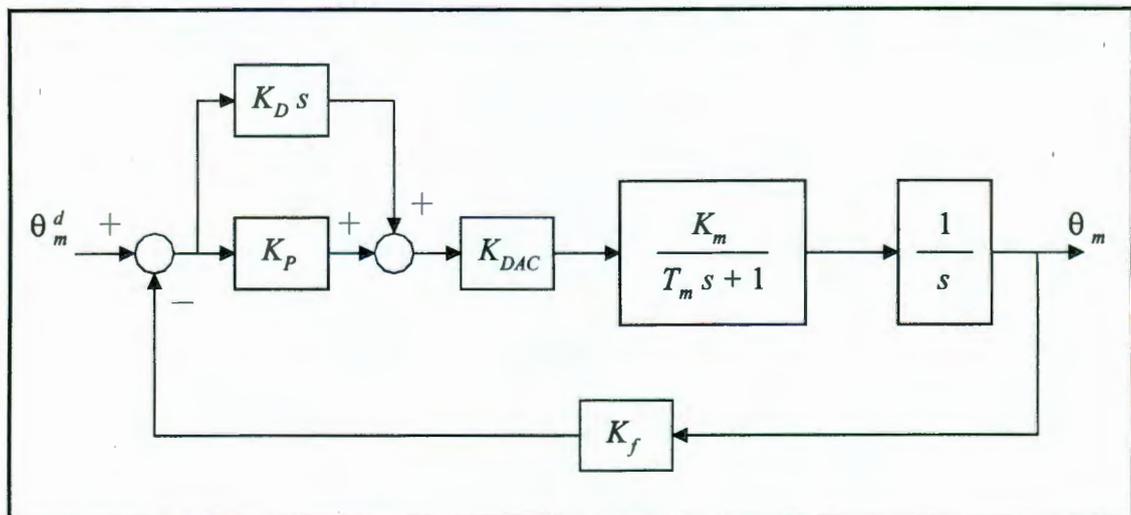
Tabla 4.3 Resultados de la respuesta del servomecanismo en lazo abierto del eje 6 a una entrada escalón de 1000 cuentas

Es necesario implementar un controlador a fin de obtener una respuesta más conveniente en la que se elimina el error en estado estacionario. Generalmente se establece el tipo de respuesta que se desea del sistema; para este caso, la respuesta más rápida que no presente oscilaciones es la más adecuada (Spong, 1989).

4.6 Diseño del controlador

4.6.1 Diseño y respuesta del control PD con compensación de fricción estática

En este punto se realiza el diseño y la respuesta de un control proporcional-derivativo (PD), se adiciona la compensación para anular la zona muerta ocasionada por la fricción estática. Al aplicar el control PD al servosistema del eje 6, se obtiene el sistema en lazo cerrado mostrado en la figura 4.20



Como se mencionó en el capítulo tercero, para el control PD dado por (3.46), el sistema en lazo cerrado es de segundo orden y por lo tanto la respuesta al escalón está determinada por la frecuencia natural ω_n y el coeficiente de amortiguamiento ζ del sistema en lazo cerrado y es habitual en aplicaciones de robótica tomar $\zeta = 1$ con el fin de que la respuesta sea críticamente amortiguada (Spong, 1989). Las ganancias K_D y K_P se determinan a partir de (3.56).

Aplicando el control PD a la función de transferencia del sistema del servosistema del eje 6 (4.6) y considerando la ganancia de un convertidor digital analógico (DAC) de 12 bits, se obtiene la función de transferencia del servosistema en lazo cerrado:

$$GH(s) = \frac{\Theta_m(s)}{\Theta^d(s)} = \frac{(K_D s + K_P) \cdot K_{DAC} \cdot K_m}{T_m s^2 + (K_D + 1)(K_{DAC} \cdot K_m)s + K_P \cdot K_{DAC} \cdot K_m} \quad (4.19)$$

$$= \frac{9.6}{s^2 + (K_D + 1)9.6s + K_P 9.6} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

En la tabla 4.4 se muestran las ganancias del control PD para $\zeta = 1$ y cuatro valores de ω_n , la ganancia del servosistema $K = 9.6$ resulta de considerar la ganancia del DAC que se emplea en el controlador y la ganancia del sensor de posición está incluida en la función de transferencia del sistema lineal (4.6) por lo que $K_f = 1$. En la figura 4.21 se muestran las respuestas correspondientes al escalón para los diferentes parámetros calculados. Sin embargo, cuando introducimos las no linealidades del servosistema real como la saturación de la entrada (que sólo permite tensiones de entrada entre -10 V y $+10$ V) y la zona muerta (por la cual tensiones de entrada entre -2 V y 2 V no generan un movimiento en el servosistema), el control no funciona adecuadamente.

Parámetros del servosistema		
$K = 9.6$	$J = 0.05$	$B = 1$
Parámetros del controlador		
ω_n	K_P	K_D
10	0.520	0.000
15	1.172	0.052
20	2.083	0.104
50	13.020	0.416

Tabla 4.4 Parámetros del controlador para cuatro valores de ω_n

Debido a las no linealidades presentes, la respuesta del sistema no es controlable solamente con el control PD. Una alternativa consiste en cancelar las no linealidades a través de compensaciones especiales para éstas.

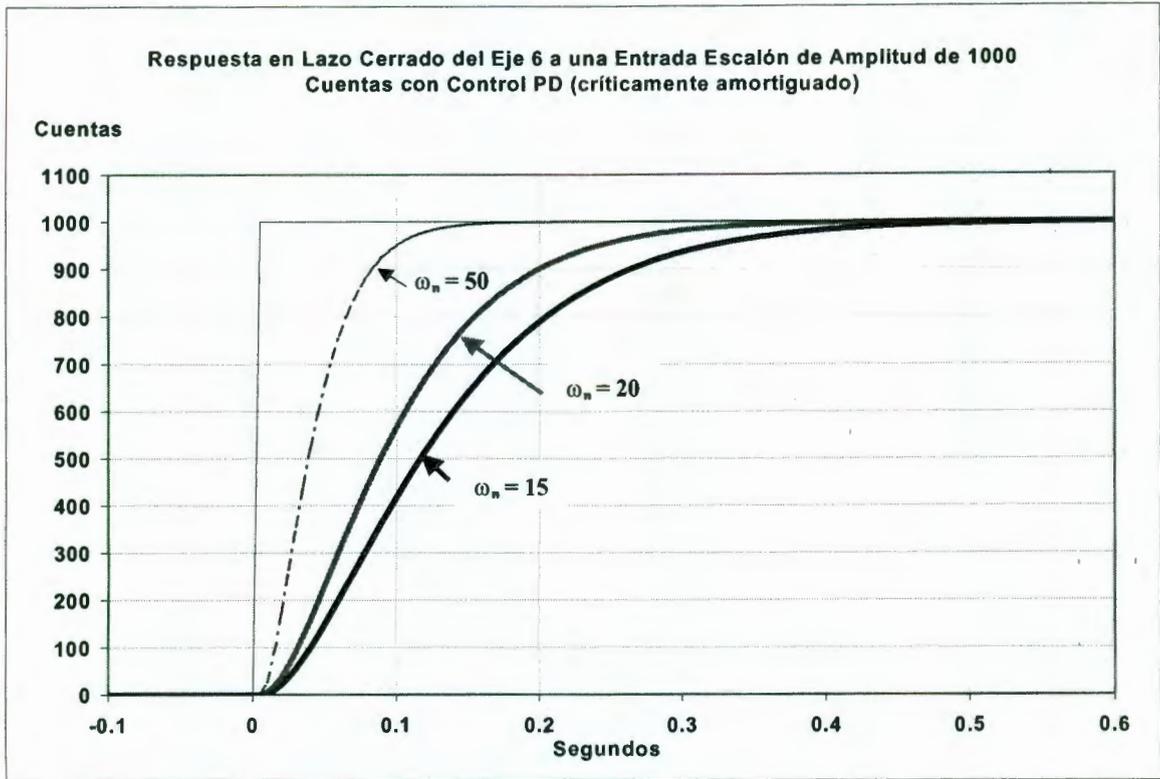


Figura 4.21 Respuesta a una entrada escalón del servomecanismo del eje 6 con un control PD

La saturación del servo amplificador es una característica intrínseca del mismo, por lo cual no se puede compensar, ya que al aplicar una tensión de entrada mayor que el límite superior es posible dañarlo. Debido a que para entradas de magnitud pequeña (menores al valor de la zona muerta) el sistema no produce una respuesta, sólo es posible obtener una salida del sistema cuando la magnitud de la señal de entrada supera el nivel de la zona muerta.

Para cancelar el efecto de la zona muerta se aplica una señal adicional de tal forma que sumada a la señal del controlador se obtenga una salida del sistema. El control proporcional derivativo con compensación de fricción tiene una conexión feed forward para compensar la zona muerta en el servosistema, efecto causado por la fricción estática. Para este caso, la compensación es una señal signo de amplitud de 2V simétrica que se adiciona a la salida del control PD si esta última se encuentra en el intervalo de la zona muerta. El compensador de la fricción estática tiene la forma:

$$u_{cf}(t) = F(e(t)) \tag{4.20}$$

donde:

$u_{cf}(t)$ es la señal de compensación,

$e(t)$ es el error de posición y

$$F = \begin{cases} +Voffset & \text{si } 0 < u_c(t) < +Voffset \\ -Voffset & \text{si } -Voffset < u_c(t) < 0 \end{cases} \tag{4.21}$$

y a su vez $u_c(t)$ es la señal del controlador.

En la figura 4.22 se muestra el controlador PD aplicado al servosistema del eje 6, K_{DAC} es la ganancia del convertidor analógico- digital que se encuentra a la salida del controlador. La respuesta de la simulación del sistema con una compensación de zona muerta se presenta en la figura 4.23.

Finalmente se considera el efecto del par gravitacional. Ya que el error en estado estacionario debido a una perturbación constante es inversamente proporcional para una reducción grande en la transmisión, puede ser hecho arbitrariamente pequeño estableciendo una ganancia K_P grande; y en estado estacionario esta perturbación es justo la fuerza de gravitación actuando en el robot, la cual es constante (Spong, 1989). Sin embargo, Guillermo López reportó en su artículo "Validación del modelo cinemático directo y del modelo de pares gravitacionales de un robot industrial" (López, 2001), que en los eslabones 1, 3, 4, 5 y 6 el efecto de la fuerza de gravitación es despreciable, por lo que no es necesario incorporar algún compensador.

En la figura 4.24 se muestra la gráfica de respuesta del servosistema del eje 6 con control PD con valores de $K_P = 13.02$ y $K_D = 0.416$, se analizaron las respuestas para diferentes valores de K_D para determinar el efecto de variar este parámetro y en la tabla 4.5 se observan las características numéricas de las respuestas, en la que se puede observar que la mejor respuesta se obtiene para los parámetros calculados del controlador PD.

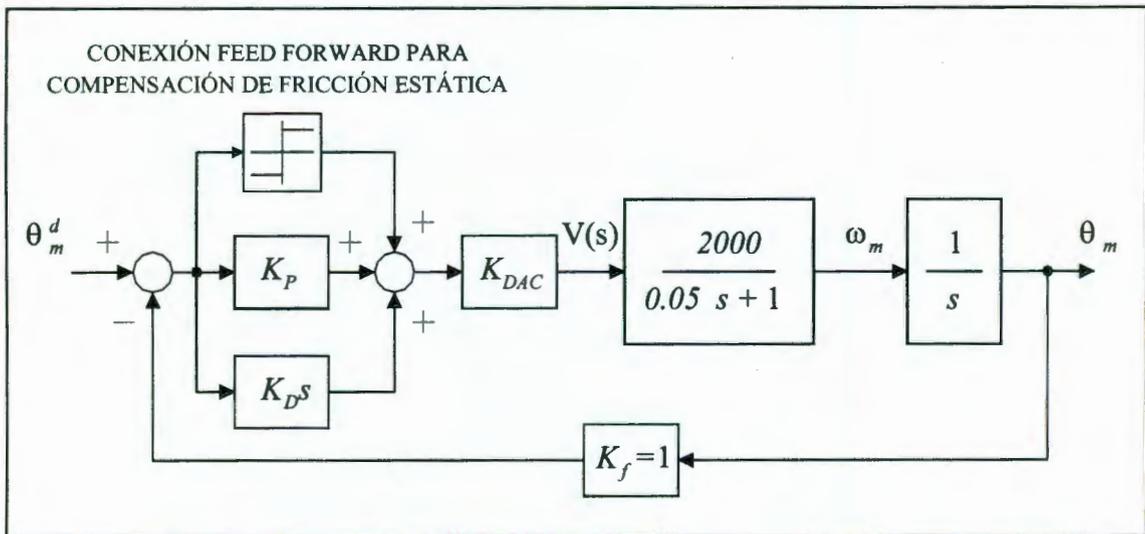


Figura 4.22 Esquema del servomecanismo del eje 6 con un control PD con compensación de fricción estática

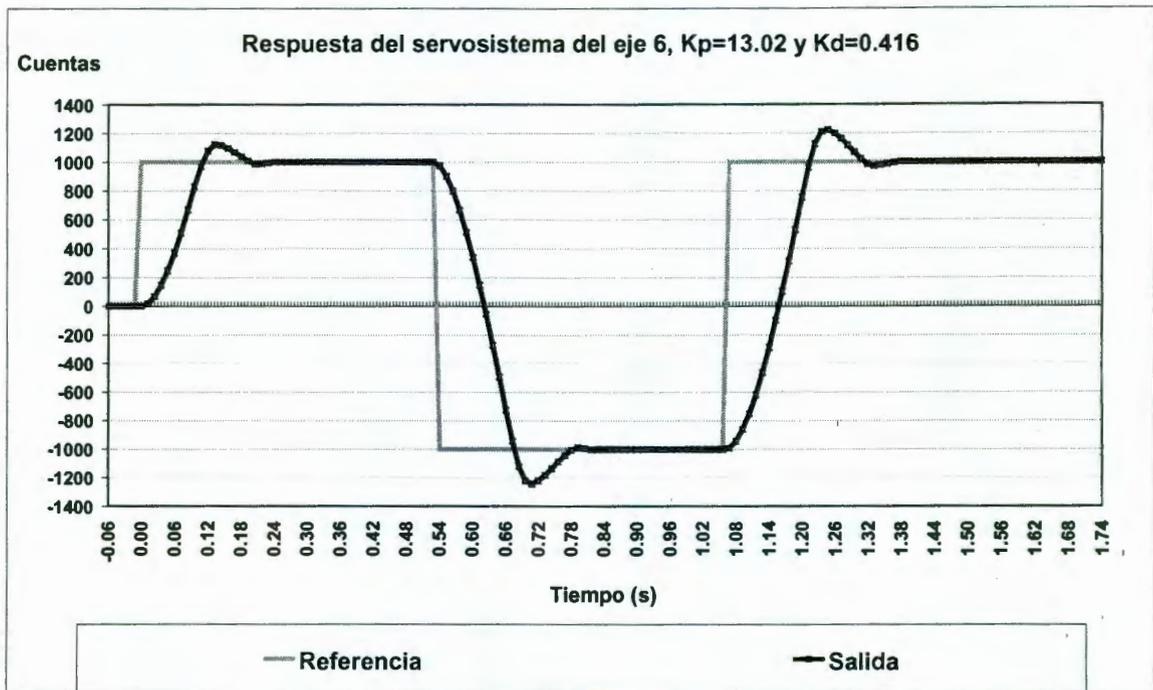


Figura 4.24 Respuesta del servomecanismo del eje 6 con control PD con compensación de fricción estática[3]

Servosistema	Parámetros del controlador		Compensación zona muerta	
	K_P	K_D	L. inferior (V)	L. superior (V)
1	228.34	9.024	-3.8	3.8
2	17.34	16.823	-0.5	0.5
3	41.32	1.537	-2.8	2.0
4	12.40	0.397	-3.7	3.7
5	8.67	0.243	-2.6	2.0
6	13.02	0.416	-2.0	2.0

Tabla 4.6 Valores de los parámetros de los controladores PD con compensación de fricción estática propuestos para los servosistemas del robot.

4.6.2 Diseño y respuesta del control PID con compensación de fricción

Se considera ahora el uso de un controlador proporcional integral derivativo (PID). Esto se consigue agregando un término integral K_I/s al control PD anterior. En la figura 4.25 se presenta el sistema resultante en lazo cerrado con un control PID.

La ley del controlador PID es:

$$C(s) = K_p + K_D s + \frac{K_I}{s} \quad (4.22)$$

por lo que el servosistema del eje 6 en lazo cerrado es ahora de tercer orden:

$$\Theta_m(s) = \frac{40000(K_D s^2 + K_P s + K_I)}{s^3 + (20 + 40000K_D)s^2 + 40000K_P s + 40000K_I} \Theta^d(s) \quad (4.23)$$

Aplicando el criterio de Routh a este polinomio, se obtiene que el sistema de lazo cerrado es estable, si las ganancias son positivas (Spong, 1989) y además:

$$K_I < (20 + 40000K_D)K_P \quad (4.24)$$

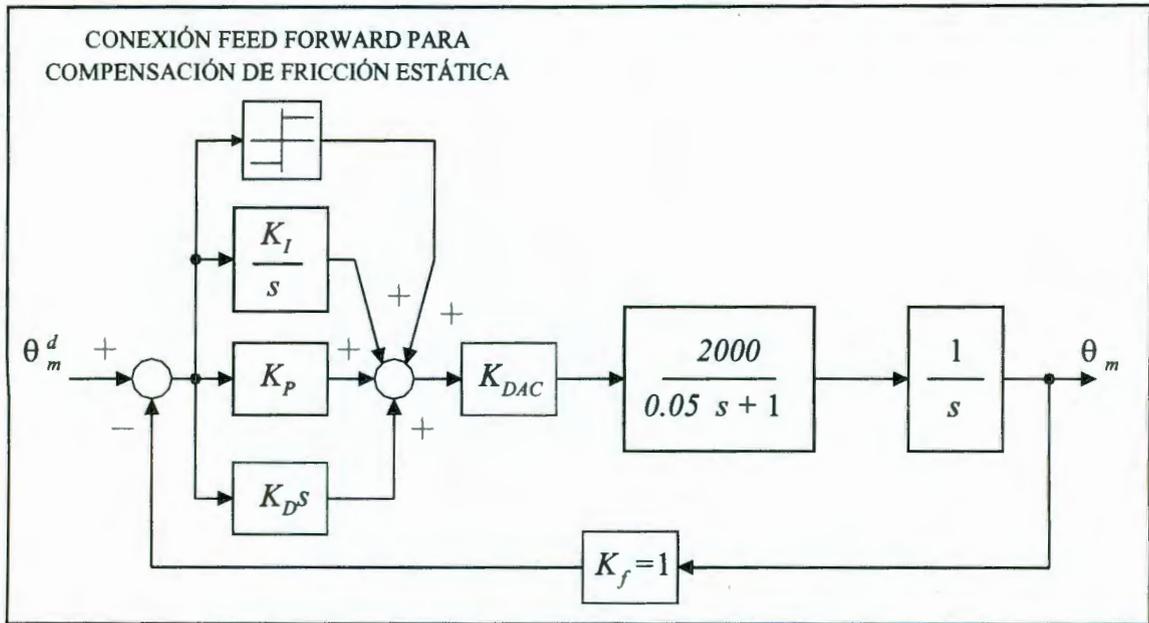


Figura 4.25 Esquema del servosistema del eje 6 con un control PID con compensación de fricción estática

Se intentaron aplicar los métodos de Ziegler-Nichols y Cohen-Coon para la determinación de los parámetros del controlador, pero debido a que la respuesta en lazo abierto del servosistema es una rampa que crece indefinidamente no es posible aplicar estas metodologías. El segundo intento consistió en aplicar los valores del control PD que ya han dado buenos resultados y adicionarle la ganancia integral, por lo que se propuso una ganancia integral inicial $K_I = 2$ y se ha disminuido hasta obtener la mejor respuesta del sistema. “En un caso específico, si el sobrepaso máximo es excesivo, siempre es posible (en forma experimental o de otro modo) hacer una sintonización precisa para que el sistema en lazo cerrado exhiba respuestas transitorias satisfactorias” (Ogata, 1998^[14]). Así, se proponen los valores para los parámetros del control PID, los cuales se muestran en la tabla 4.7. La respuesta del servosistema del eje 6 a una entrada escalón es mostrada en la figura 4.26, y en la figura 4.27 se muestra en detalle la respuesta transitoria, se observa que para valores de K_I mayores a la unidad se

incrementa el sobrepaso y las oscilaciones de la salida del servosistema. Observamos que el error en estado estacionario esperado por la perturbación es eliminado.

Ganancia proporcional	K_P	13.020	13.020	13.020	13.020
Ganancia derivativa	K_D	0.416	0.416	0.416	0.416
Ganancia integral	K_I	2.000	1.000	0.500	0.250
Sobrepaso máximo	M_p (%)	25.260	21.890	20.540	18.010
Tiempo de asentamiento	t_s	0.324	0.216	0.228	0.216
Error en estado estacionario	E_{ss} (%)	0.380	0.000	0.215	0.050

Tabla 4.7 Características de las respuestas encontradas para diferentes valores de la ganancia integral

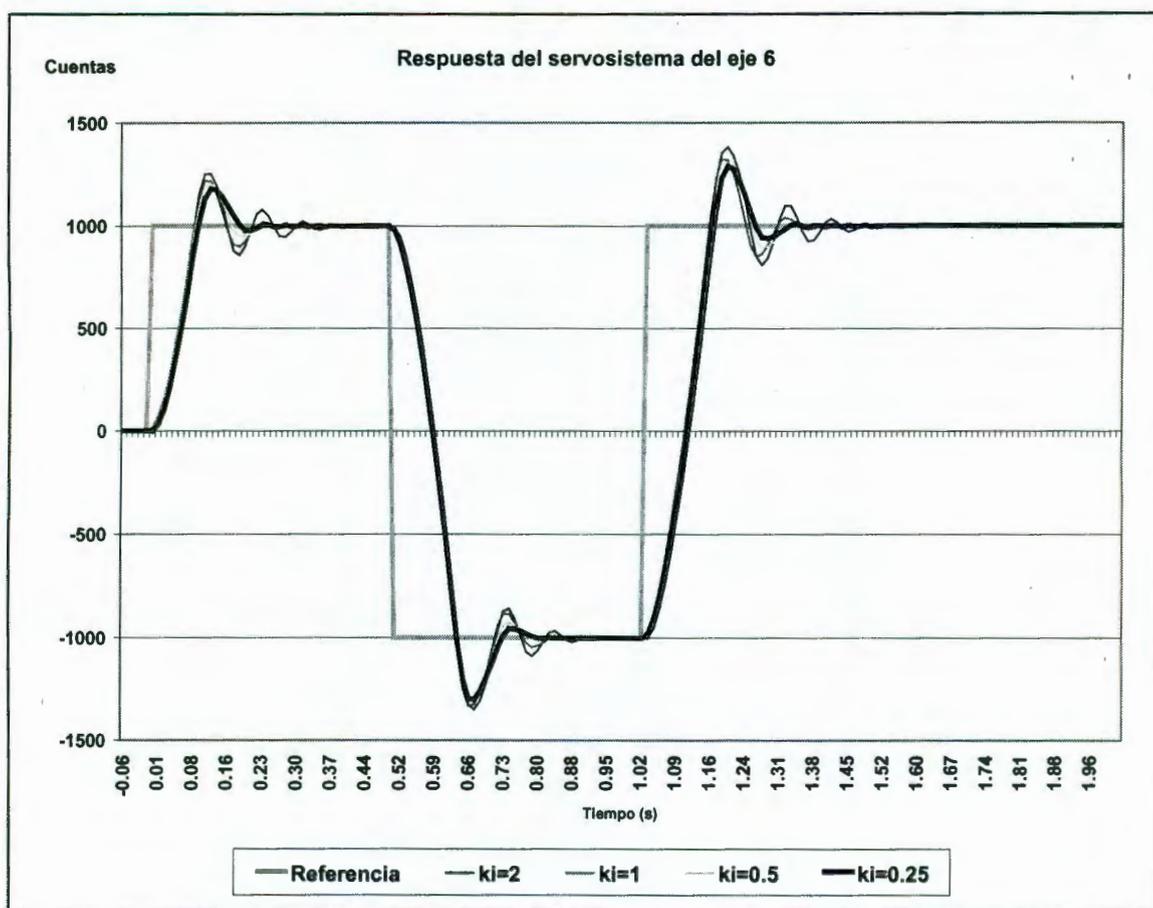


Figura 4.26 Respuesta del servosistema del eje 6 con control PID con compensación de fricción estática[15]

En la tabla 4.8 se muestran los valores de los parámetros de los controladores PID con compensación de fricción estática para los seis servosistemas correspondientes a los ejes del robot.

Aunque un sistema de posicionamiento basado en motores de corriente directa puede ser eficientemente diseñado usando un controlador PD, es conveniente incluir un término integral (controlador PID) para ajustar en caso de errores en la cancelación de los efectos gravitatorios (Spong, 1989)^[16].

Servosistema	Parámetros del controlador			Compensación zona muerta	
	K_P	K_D	K_I	L. inferior (V)	L. superior (V)
1	228.34	9.024	5.50	-3.8	3.8
2	17.34	16.823	10.25	-0.5	0.5
3	41.32	1.537	0.93	-2.8	2.0
4	12.40	0.397	0.24	-3.7	3.7
5	8.67	0.243	0.14	-2.6	2.0
6	13.02	0.416	0.25	-2.0	2.0

Tabla 4.8 Valores de los parámetros de los controladores PID con compensación de fricción estática propuestos para los servosistemas del robot

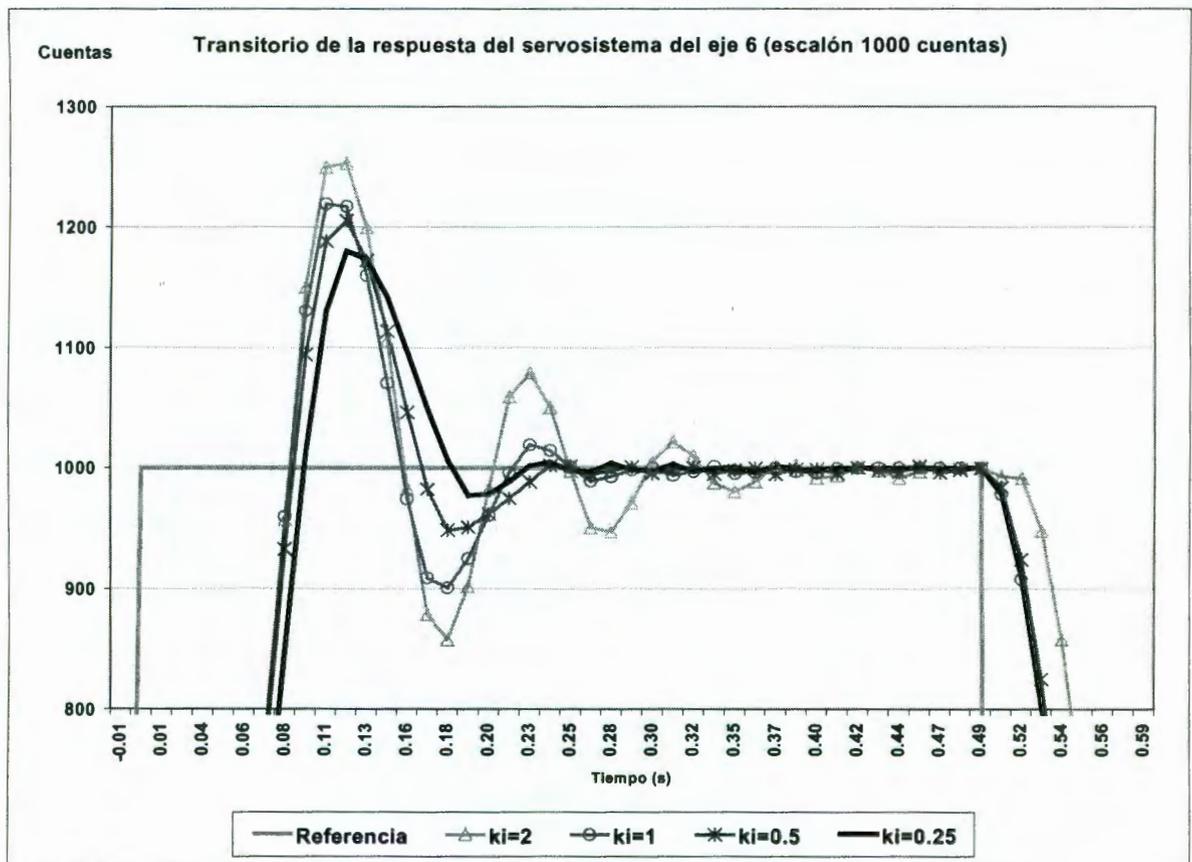


Figura 4.27 Respuesta transitoria del servosistema del eje 6 con control PID con compensación de fricción estática

4.6.3 Control PID autoajustable

Este control emplea el criterio de margen de fase en conjunto con un algoritmo de identificación en línea del servosistema mediante un sistema digital (Aguado, 2000) (Castellanos, 2001). En la figura 4.28 se muestra el esquema del control PID autoajustable aplicado a un servosistema. Este tipo de controlador tiene la capacidad de autoajustar los parámetros del sistema respecto del resultado de la identificación, por lo que puede compensar algunos efectos no lineales.

En el esquema de la figura 4.28, $y_d(t)$ es la posición deseada o referencia, $y(t)$ es la posición actual del servosistema del encoder, $e(t)$ es el error entre la posición deseada y la posición actual del servosistema y $u(t)$ es la salida del controlador que se aplica tanto al servosistema como al identificador.

Para el algoritmo de identificación se propuso una función de transferencia de segundo orden:

$$\frac{y(t)}{u(t)} = \frac{b_1 z}{z^2 - a_1 z + a_2} \quad (4.25)$$

la ley del control PID se calcula mediante:

$$u(t) = p_0 e(t) + p_1 e(t-1) + p_2 e(t-2) + u(t-1) \quad (4.26)$$

donde:

a_1, a_2 y b_1 son los parámetros estimados de la planta,
 $e(t)$ es el error correspondiente al último tiempo de muestreo,
 $e(t-1)$ es el error correspondiente al penúltimo tiempo de muestreo,
 $e(t-2)$ es el error correspondiente al antepenúltimo tiempo de muestreo y
 $u(t-1)$ es la salida de control anterior.

Los factores p_x de (4.23) son calculados como:

$$p_0 = \frac{\phi}{b_1 T_c^2 (2k+1)} = K_p \left(1 + \frac{T_c}{T_I} + \frac{T_D}{T_c} \right) \quad (4.27)$$

$$p_1 = a_1 p_0 = -K_p \left(1 + 2 \frac{T_D}{T_c} \right) \quad (4.28)$$

$$p_2 = a_2 p_0 = K_p \left(\frac{T_D}{T_c} \right) \quad (4.29)$$

donde:

ϕ es el margen de fase en radianes,
 T_c es el periodo de muestreo,
 k es el orden del sistema,
 T_I es el tiempo integral,
 T_D es el tiempo derivativo y
 K_p es la ganancia proporcional.

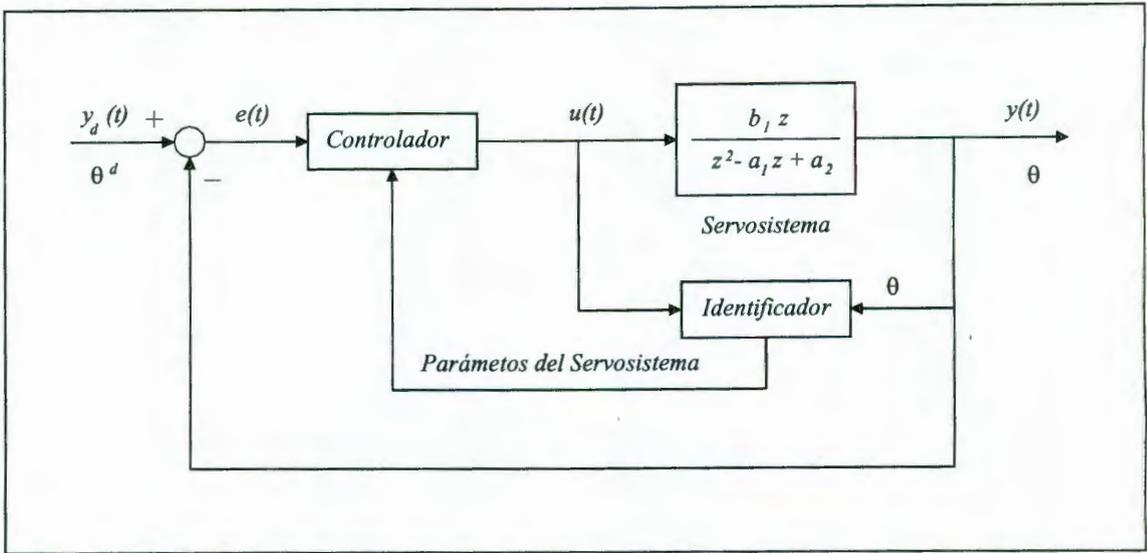


Figura 4.28 Esquema del controlador autoajustable aplicado a un servomecanismo

Se realizaron dos pruebas con los valores del margen de fase de 60° y 45° , el tiempo de muestreo es de 5 ms, las figuras 4.29 y 4.30 muestran las gráficas de respuesta del servosistema del eje 6 y en la tabla 4.7 se registran sus características.

Finalmente, en la figura 4.31 se presentan las respuestas del sistema con los controladores PD y PID con compensación de fricción estática y del control PID autoajustable.

Margen de fase	K_p	60.00	45.00
Sobrepaso máximo	M_p (%)	14.28	36.79
Tiempo de asentamiento	t_s (s)	0.113	0.125
Error en estado estacionario	E_{ss} (%)	0.00	0.00

Tabla 4.9 Características de las respuestas encontradas para diferentes valores del margen de fase

4.7 Control con la tarjeta Turbo PMAC

4.7.1 Tarjeta de control de servomotores Turbo PMAC

La Turbo PMAC ® es una tarjeta controladora para múltiples ejes, de la cuarta generación de controladores de movimiento desarrollado por Delta Tau Systems. Pertenece a una familia de controladores de alto desempeño para servosistemas basada en el DSP 56300 de Motorola ®, puede controlar simultáneamente desde 1 hasta 8 ejes en una máquina y con los accesorios adecuados hasta 32.

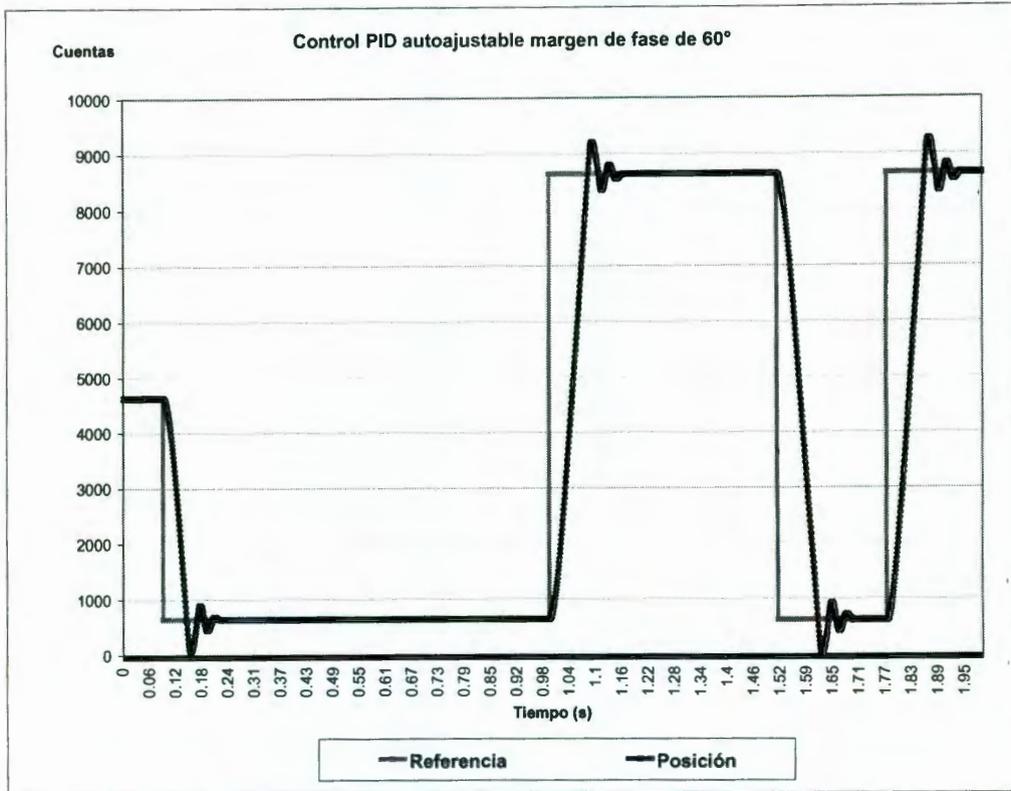


Figura 4.29 Respuesta del sistema con control PID autoajustable (M.F. 60°) [f8]

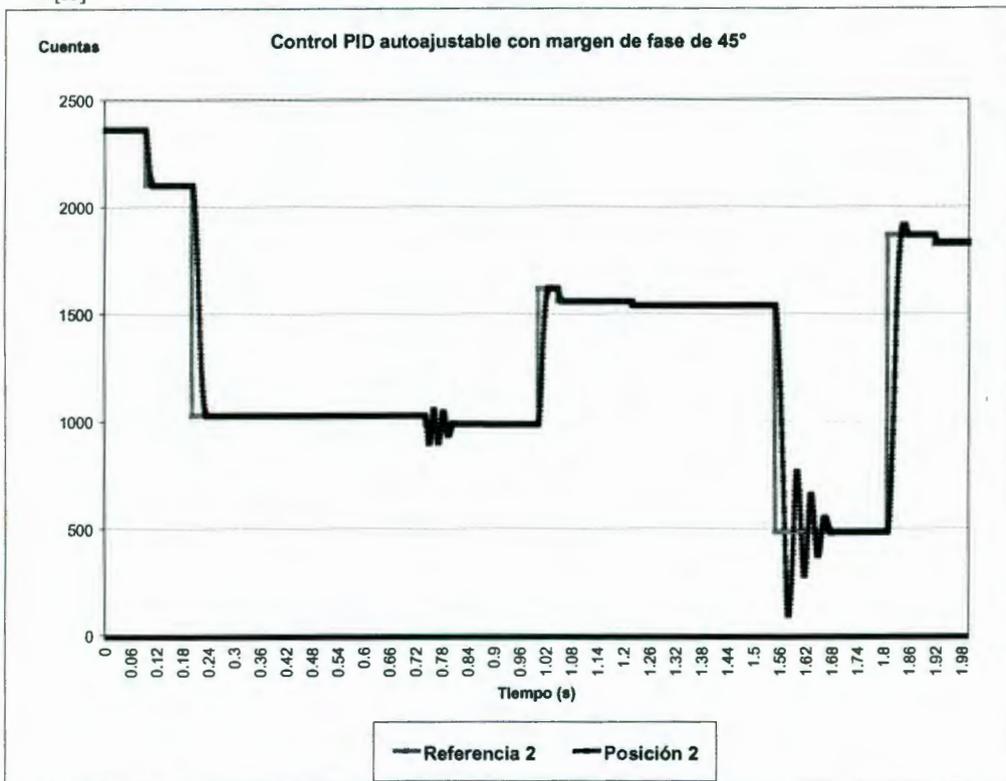


Figura 4.30 Respuesta del sistema con control PID autoajustable (M.F. 45°) [f9]

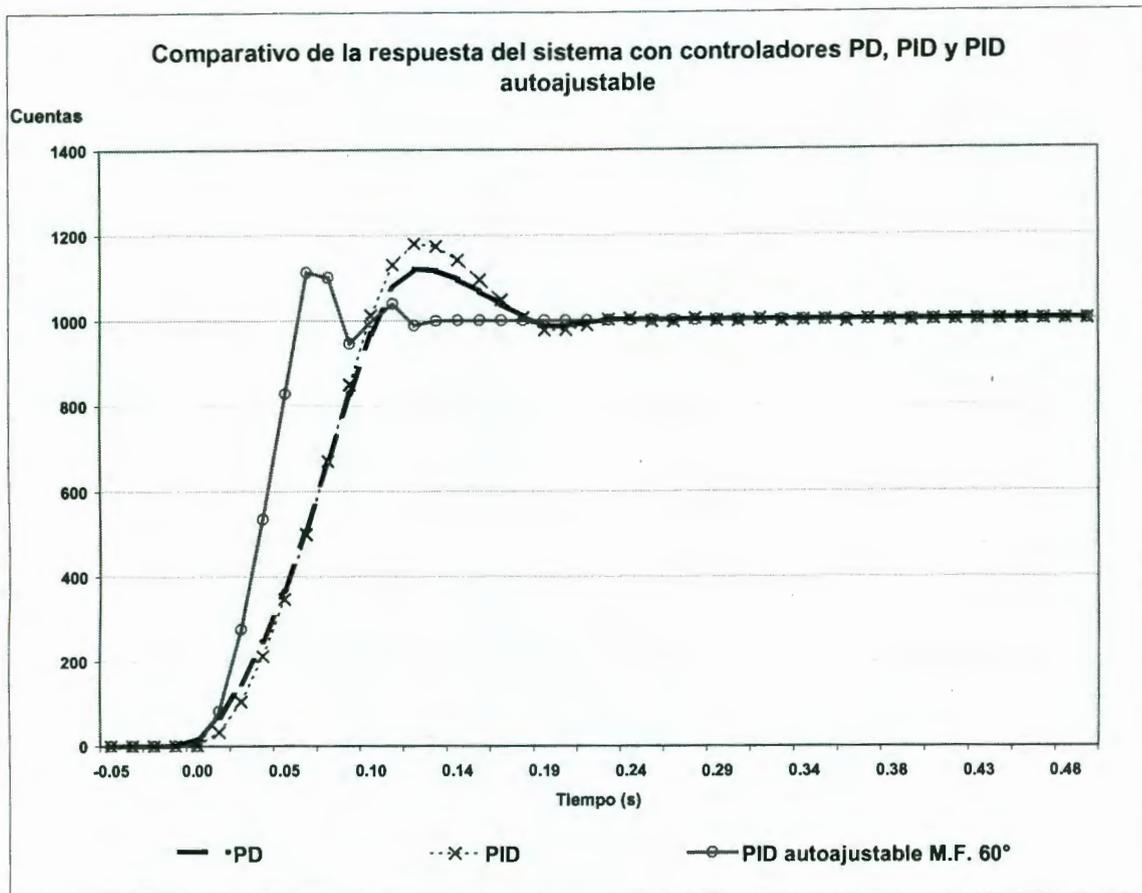


Figura 4.31. Comparativo de las respuestas del sistema con controladores PD y PID con compensación de fricción estática y del control PID autoajustable [110]

Esta tarjeta controladora tiene una entrada para retroalimentación con encoder incremental con dos canales en cuadratura A y B para cada eje, pero con los accesorios adecuados puede manejar señales provenientes de resolvers, potenciómetros, encoders absolutos, transductores magnéticos de desplazamiento lineal e interferómetros laser. La salida de la PMAC para los servomotores es una tensión eléctrica que entra a los servodrivens. La figura 4.32 muestra el esquema de conexión de la tarjeta PMAC, los servodrivens y los servomotores.

4.7.2 Configuración del software

La tarjeta PMAC tiene un gran conjunto de parámetros de inicialización (variables I), que personalizan la tarjeta para una aplicación específica, muchos de los cuales se emplean para configurarla correctamente para los servomotores a utilizar. Una vez establecidas, esas variables pueden ser guardadas en una memoria EAROM no volátil, así, la tarjeta siempre estará configurada correctamente. La tarjeta carga los valores de los parámetros de la memoria EAROM en la RAM de la computadora en el encendido de esta última.

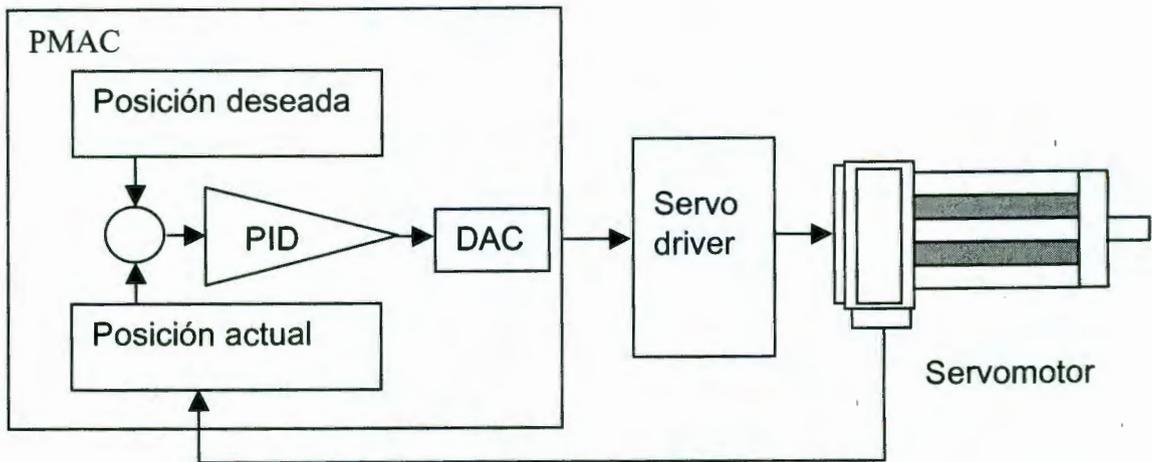


Figura 4.32 Esquema de conexión de la tarjeta PMAC, los servodrivings y los servomotores

La manera más fácil de programar, configurar y solucionar problemas de la tarjeta PMAC es utilizando el programa ejecutable PWIN ®. El programa PWIN tiene las siguientes herramientas y características:

- Una terminal tipo Windows ®, ésta es la principal interfase entre el usuario y la PMAC,
- una ventana de observación (Watch window) para información y depuración del sistema en tiempo real,
- una ventana de posición (Position window) para monitorear la posición, la velocidad y el error de seguimiento de todos los servomotores del sistema,
- múltiples formas de sintonizar los parámetros de los controladores y
- una interfase para obtención de datos y gráficas del movimiento de los servomotores.

La pantalla principal del Programa PWIN se muestra en la figura 4.33, en ella se ilustran las ventanas de posición y de observación. En el menú principal se encuentran las opciones para manejo de archivos y programas de movimiento, configuración, visualización, graficación, respaldo, herramientas y ayuda entre otros.

En la opción de visualización (View) se localiza la utilería para controlar manualmente el movimiento de cada eje (Jogging). Se selecciona el servomotor y los parámetros de movimiento como velocidad, desplazamiento, dirección etc. En la figura 4.34 se muestra la pantalla de esta utilería.

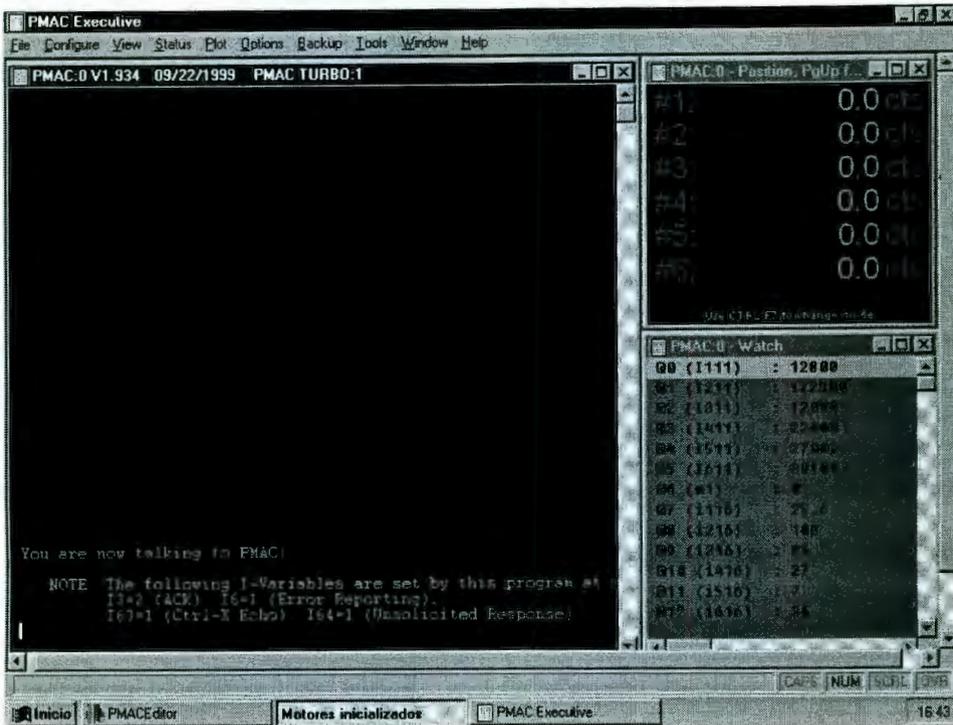


Figura 4.33 Pantalla principal de PWIN^[f11]

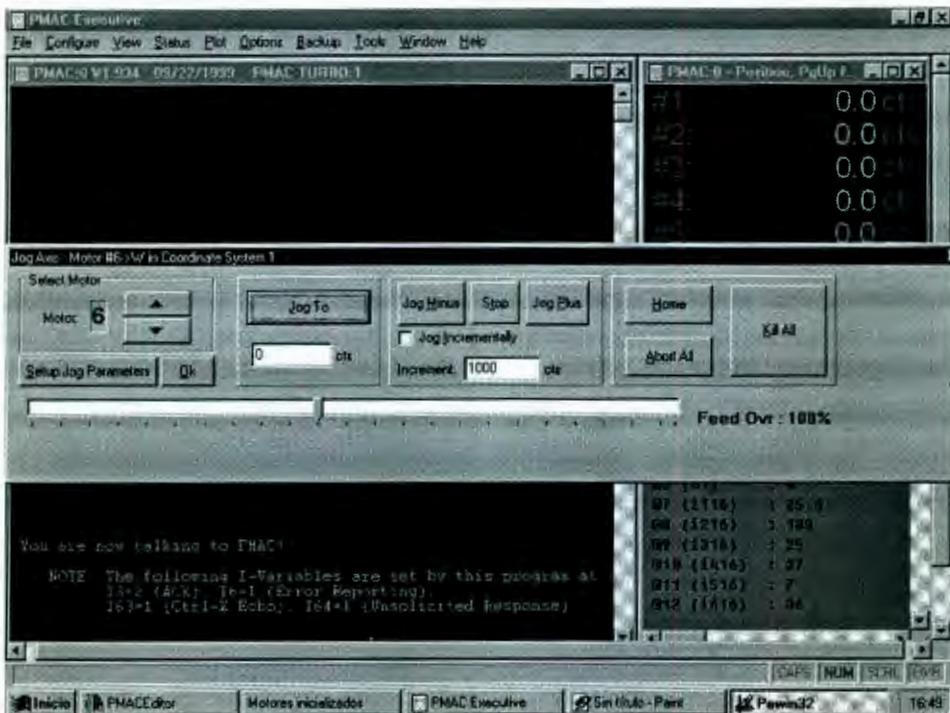


Figura 4.34 Utería para control manual del movimiento de cada eje (Jogging)^[f12]

4.7.3 Autosintonía de los reguladores PID

En la figura 4.35 se muestra el esquema de los reguladores PID que emplea la tarjeta PMAC, en el que se localizan: un compensador de zona muerta (Big Step/Deadband Filter), los componentes K_p , K_d y K_i , y un filtro Notch.

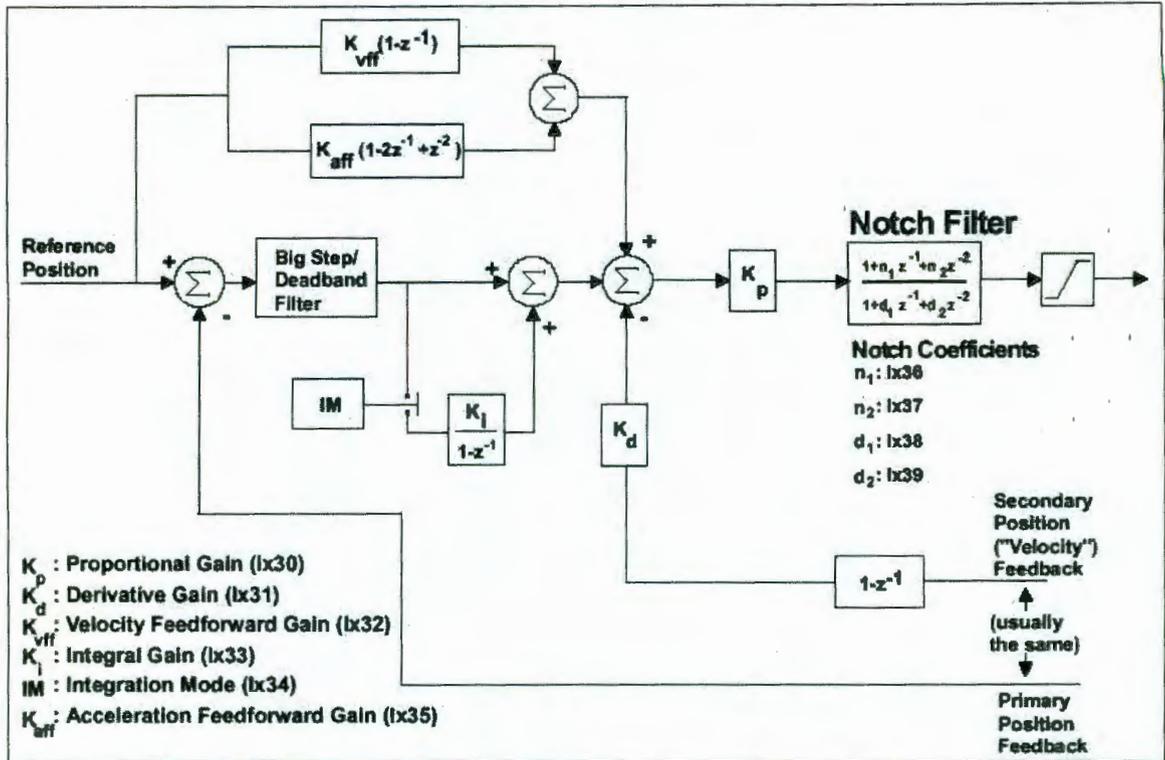


Figura 4.35 Regulador PID y filtro Notch de la tarjeta PMAC

La utilidad de sintonía de los reguladores PID permiten encontrar los valores de los parámetros de una manera muy sencilla. Los resultados son en la mayoría de los casos muy próximos a los óptimos y pueden ser ajustados manualmente por el usuario.

Primeramente se selecciona el tipo de servoamplificador empleado, si es en lazo de corriente o de velocidad y se realiza una calibración del DAC. En esta prueba se determina la zona muerta debida a la fricción estática. Posteriormente se realiza la autosintonía del regulador, se agrega el componente *feed forward* si es necesario y se implementan los parámetros del regulador. Se pueden ajustar manualmente los valores de los parámetros para mejorar el desempeño si es necesario. En las figuras 4.36, 4.37 y 4.38 se muestran las pantallas de esta utilidad para auto sintonía del regulador PID. La tarjeta PMAC cuenta con un filtro Notch a la salida del regulador PID y antes del DAC y un filtro pasa bajos. Los parámetros de ambos filtros también son calculados automáticamente por la tarjeta y pueden ser habilitados. En las figuras 4.39 y 4.40 se muestran las pantallas de configuración de estos filtros.

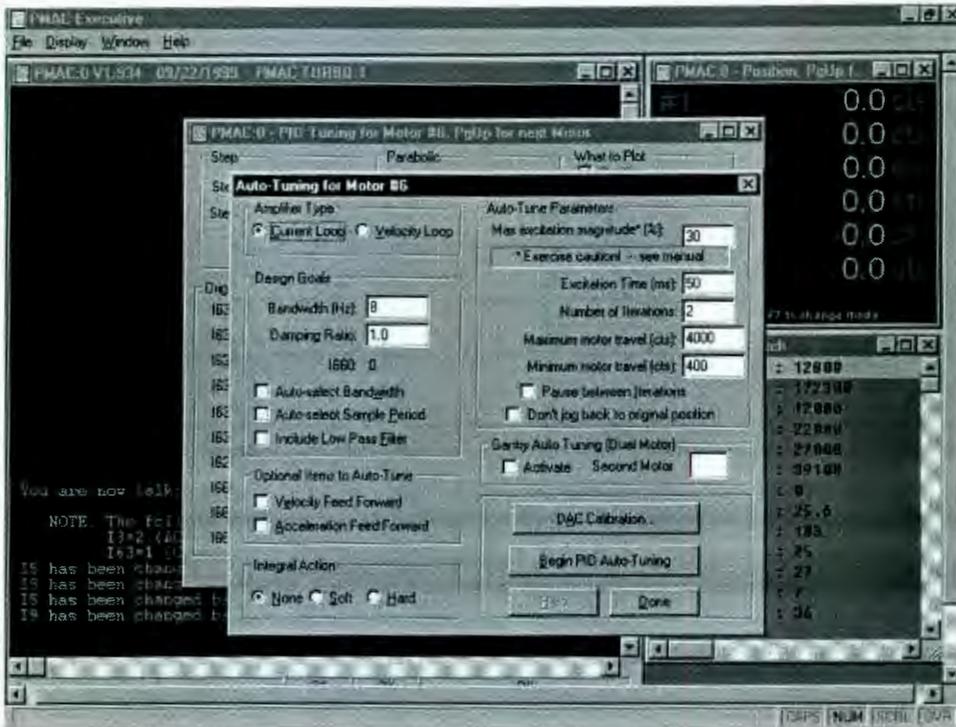


Figura 4.36 Utilería para auto sintonía del regulador PID



Figura 4.37 Utilería para determinar el nivel Offset del DAC

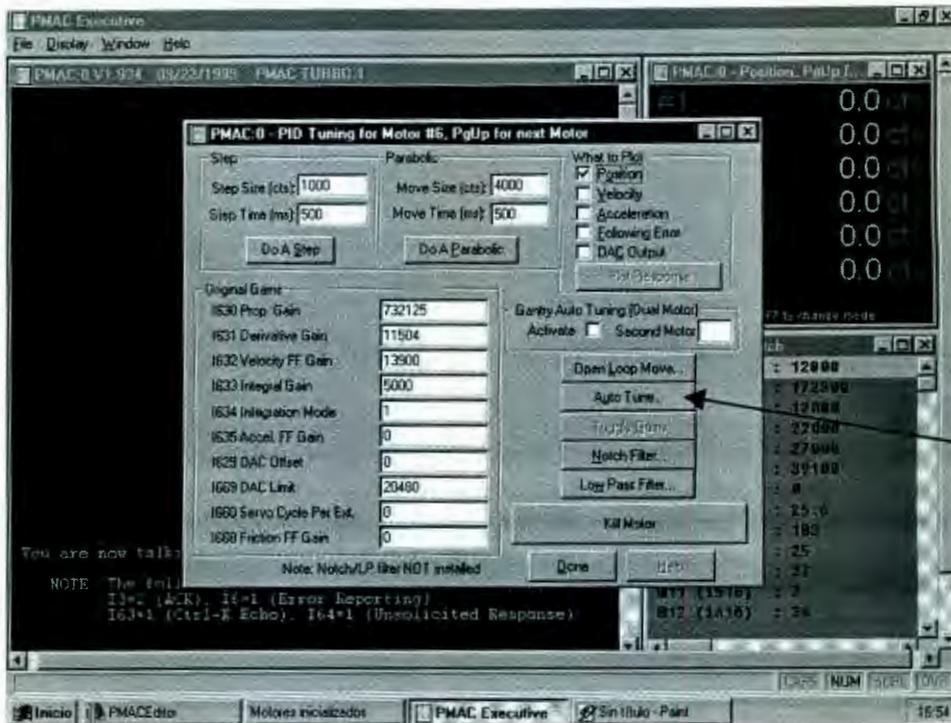


Figura 4.38 Utilería para ajuste de las ganancias del regulador PID

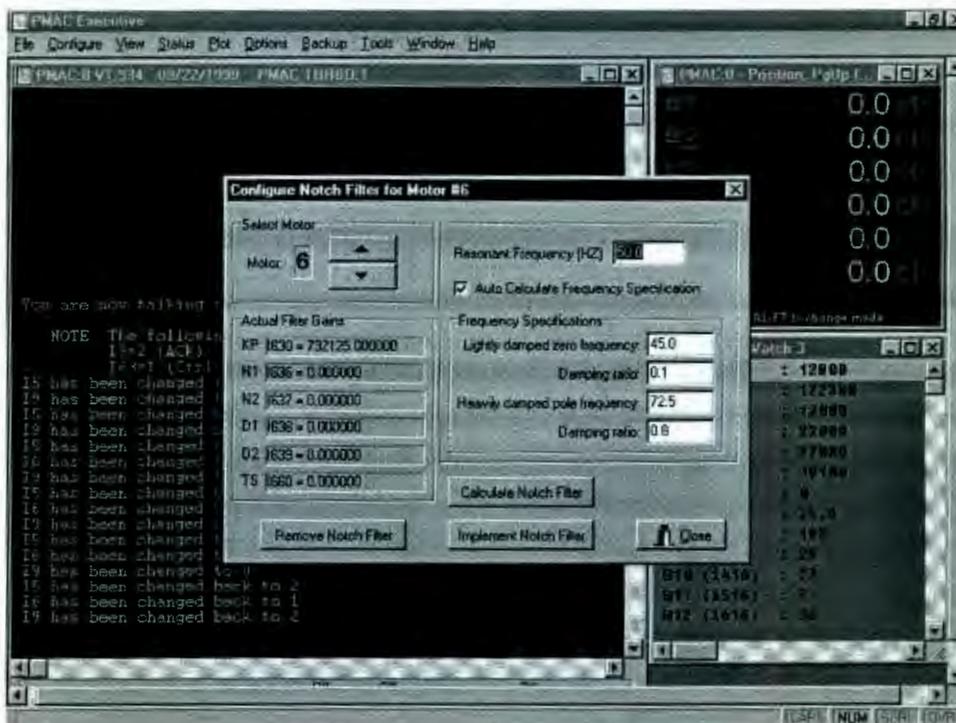


Figura 4.39 Configuración del filtro Notch

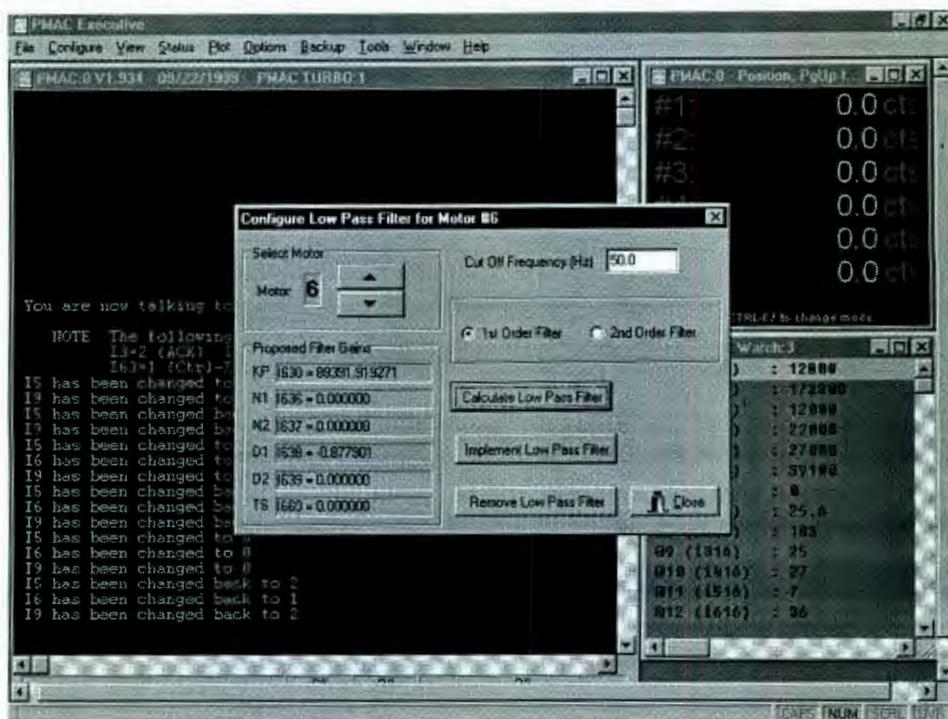


Figura 4.40 Configuración del filtro pasa bajos

4.7.4 Respuesta del control con la tarjeta Pmac

Para visualizar la respuesta de cada uno de los servosistemas empleando la tarjeta PMAC se utilizó la utilería para monitoreo de las variables del sistema, y se seleccionó la opción “Quick Plot”. En esta última se empleó la opción “Motors to Gather” para definir los motores que se quieren monitorear. En las figuras 4.41, 4.42 y 4.43 se muestran las pantallas de esta utilería.

En la figura 4.44 se muestra la respuesta de los seis servosistemas para un desplazamiento de 1000 cuentas del encoder. Y en la tabla 4.10 los desplazamientos angulares correspondientes.

Eje	Grados / Cuentas	Desplazamiento en grados
1	1°/174.79	5.72
2	1°/1181.6	0.84
3	1°/220.13	4.54
4	1°/157.45	6.35
5	1°/145.57	6.86
6	1°/298.60	3.34

Tabla 4.10 Desplazamientos angulares de los servosistemas

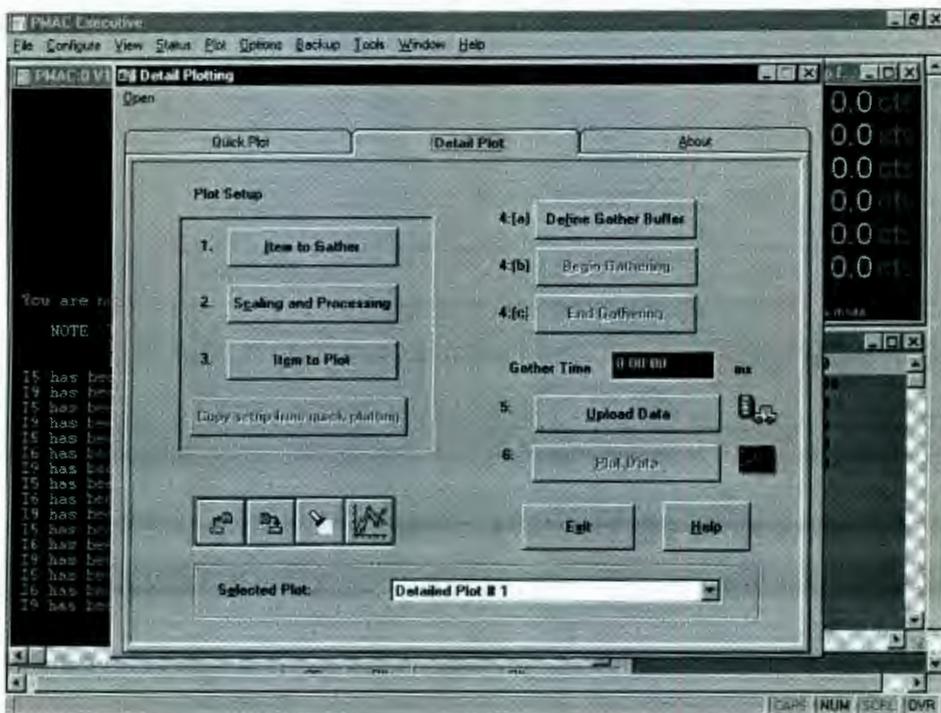


Figura 4.41 Utilería para monitoreo de las variables del servosistema



Figura 4.42 Utilería “Quick Plot” para monitoreo de las variables del servosistema

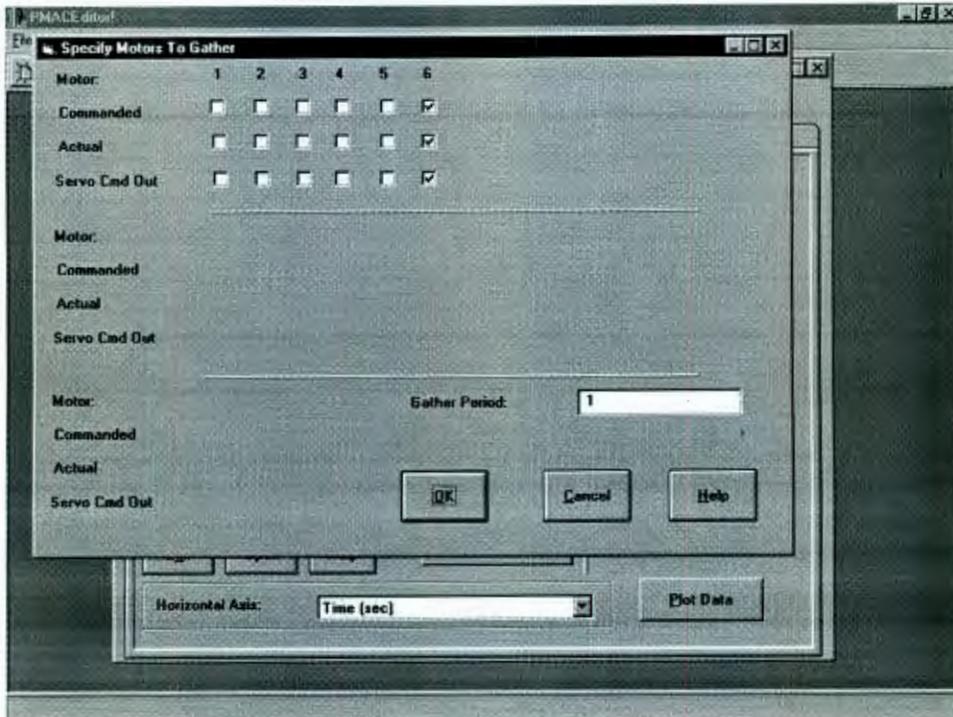


Figura 4.43 Selección de los servomotores a monitorear

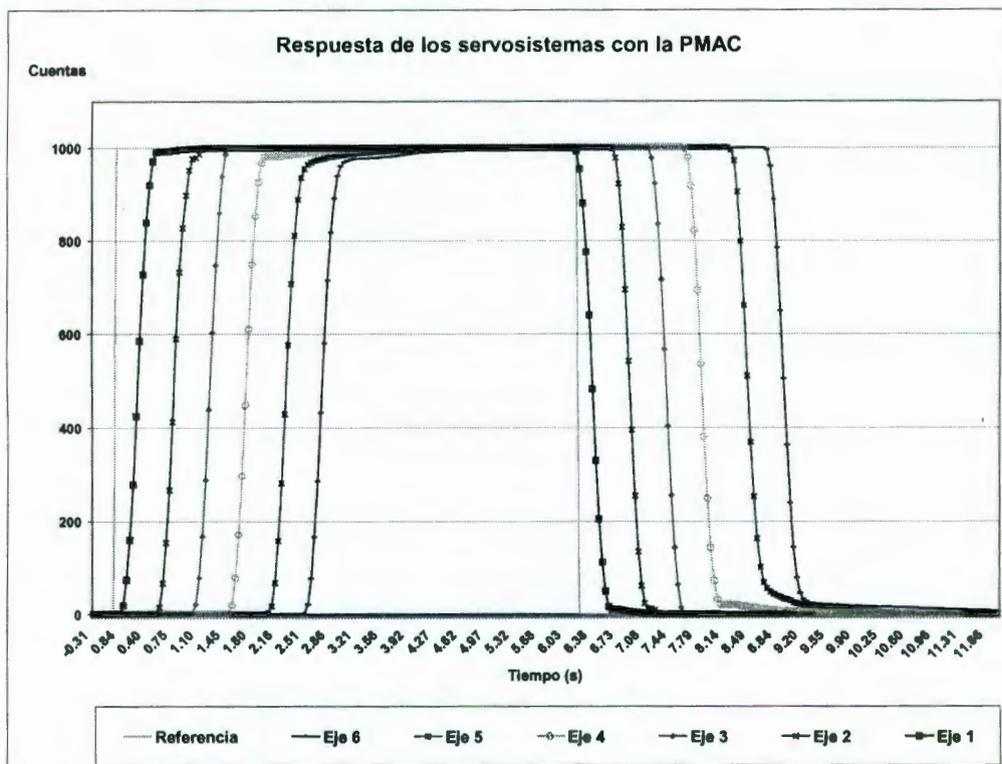


Figura 4.44 Respuesta de los seis servosistemas para un desplazamiento de 1000 cuentas del encoder

Capítulo V CONCLUSIONES

Este trabajo hace una importante aportación al estudio de la dinámica de los servomecanismos que componen al robot industrial marca Cloos existente en el Laboratorio de Mecatrónica de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Querétaro. Los modelos obtenidos representan, con un error menor al 10 %, el desempeño de los servosistemas en lazo abierto, ya que incluye los componentes de la fricción estática.

El desempeño de los controladores desarrollados es satisfactorio tanto en la respuesta transitoria como en el error en estado estacionario, ya que éste resulta nulo. Debido a que los desplazamientos empleados en los trabajos de soldadura son relativamente de baja velocidad, la velocidad alcanzada por los servosistemas es suficiente para realizarlos.

La compensación de la fricción estática se hace indispensable ya que los reguladores sin ésta no logran controlar adecuadamente, además el tiempo de establecimiento de la respuesta crece considerablemente. En los reguladores PD y PID con compensación de fricción estática desarrollados, el control se realiza de forma muy satisfactoria. A pesar de lo anterior, el modelo de la fricción es muy sencillo, por lo que se requiere estudiar este efecto y obtener un modelo más completo con lo que se mejorará el desempeño de todo el sistema.

El planteamiento del Método de control independiente de las uniones resultó adecuado para este trabajo debido a la presencia de las transmisiones de engranes en los servosistemas, sin embargo, se sugiere un planteamiento diferente en trabajos futuros. También se observó que el efecto de la gravedad es a penas perceptible. En el eje 2 se observaba una gran influencia de la gravedad, pero al cambiar la transmisión de engranes y aumentar el radio de reducción más de 6 veces ya no se percibió su efecto.

Para aplicar un algoritmo de control diferente del PID incluido en la tarjeta Pmac es necesario contar con una tarjeta de arquitectura abierta controladora de servomotores con capacidad de al menos seis ejes simultáneos. Lo anterior es debido a que la tarjeta controladora con que se cuenta en la Universidad es una tarjeta comercial con una arquitectura cerrada basada en un algoritmo PID, un filtro Notch, un filtro pasa bajos y una compensación de fricción estática (V offset).

A partir de los resultados de este trabajo, se pueden realizar múltiples mejoras para el desempeño de los controladores, como son las siguientes:

Una propuesta para el diseño futuro de nuevos algoritmos de control para los servosistemas del robot, consistente en agregar un perfil de velocidad definido para el inicio y fin de los desplazamientos comandados.

También se puede compensar el error observado en la modelación de los servosistemas y así obtener una mejor aproximación a los sistemas reales.

Por otra parte, también se pueden utilizar los resultados obtenidos como material de apoyo para los cursos de Sistemas lineales y Robótica entre otras, ya que el robot se encuentra en el Laboratorio de Mecatrónica.

BIBLIOGRAFÍA

- Alvarez Ramírez José, Rafael Kelly, Cervantes Ilse, 2001. Saturated Linear PID Control for Robot Manipulators. Memoria de 3er Congreso Mexicano de Robótica, Santiago de Querétaro, Qro. México, pp. 119-125.
- Angeles Jorge. 1997. Fundamentals of Robotic Mechanical Systems. Theory, Methods and Algorithms. Springer-Verlag New York Inc. USA.
- Åström Karl J., Hägglund Tore, 1995. PID Controllers, 2nd Edition, Instrument Society of America
- Castellanos Galindo José Joaquín, 2001. Diseño y Construcción de una Tarjeta de Control de Arquitectura Abierta, Universidad Autónoma de Querétaro, México.
- Castillo-Castañeda, Yuichi Okazaki, 1998. Static friction compensation approach to improve motion accuracy of machine toolstages,
- Craig John J, 1989. Introduction to Robotics Mechanics and Control. Addison Wesley Publishing Company Inc. USA.
- Chaparro Sánchez Ricardo, 2002. Sistema de control de posicionamiento de alta precisión considerando fricción estática y juego mecánico. Tesis de Maestría, UAQ.
- Delta Tau Data Systems, 1998. PMAC user's manual, USA.
- Gómez-Loenzo Roberto A., Gómez-Meléndez Domingo J. Herrera-Ruiz Gilberto, Hernández-Guzmán Víctor M., 2002. Design and Implementation of a Low-Cost Robot-Operated Welding Cell, 3rd International Symposium on Robotics and Automation ISRA' 2002. Toluca, México.
- I. Lopez-Juarez, M Howarth, 2002. Knowledge adquisition and learning in unstructured robotic assembly enviroments, Information Sciencies 2002.
- Jacob Tal, 1984. Motion Control by Microprocessors, Décima edición. Galil Motion Control Inc. USA
- Kelly R. Santibañez V. Reyes F., 1998. A Class of Adaptive Regulators for Robot Manipulators, Int. J. Adap. Control Signal Process Vol 12 pag 41-62.
- López Guevara, Carlos Guillermo y Hernández Guzmán, Victor Manuel, 2001. Validación del modelo cinemático directo y de pares graviacionales de un robot industrial, 3er. Congreso Mexicano de Robótica, págs 7-12. México.

- Martínez Ramírez Erika, 2000. Estudio de la Cinemática de un Robot Industrial. Simposio 2000 La investigación y el Desarrollo Tecnológico en Querétaro. CONCYTEQ México.
- Meza J. L., Santibáñez V, 2002 Tutorial, Performance of Linear and Nonlinear PID Regulators for Robot Manipulators, 3rd International Symposium on Robotics and Automation ISRA' 2002. Toluca, México.
- Moreno Javier, Kelly Rafael y Campa Ricardo, 2001. Sobre control de velocidad de robots manipuladores con compensación de fricción, 3er. Congreso Mexicano de Robótica, págs 126-131. México.
- Ogata Katsuhiko, 1998. Ingeniería de Control Moderna. Tercera edición, Ed. Prentice Hall. México.
- Pineda Castillo José C., 2002, La regulación automática de los procesos industriales, usando el controlador digital P.I.D., MECAPROM S.A. de C.V. México.
- Reyes F., Kelly R., A direct drive robot for control research, IASTED International Conference, Application of Control and Robotics. Orlando Florida. Pág. 181-184, 1996.
- RIA, 2003. "Robotics for Senior Management", <http://www.robotics.org/public/articles/2003.E.U.A.>
- Santibáñez Dávila Víctor Adrián, 1997. Control de robots manipuladores, Notas del curso de control de robots. Instituto Tecnológico de la Laguna. México.
- Somló J., Lantos B., Cat P.T., 1997. Advanced Control Robots. Akadémiai Kiadó Budapest Hungary.
- Spong Mark W., Vidyasagar M., 1989. Robot Dynamics and Control. John Wiley & Sons. USA.
- Takegaki M., Arimoto S., 1981. A new feedback method for dynamic control of manipulators, Transactions ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Vol 103, pp 119-125.
- Wang P., 1991. Digital Speed Control of a D.C. Motor: from Identification to Implementation. Electrotechnical Conference 1991 páginas 1563-1565 vol. II IEEE
- Williams J. A., 1994, Engineering Tribology, Oxford University Press, USA

Glosario

Torque: Par de torsión.

Par: (física) Sistema de dos elementos que producen un resultado: ~ de fuerzas, el formado por dos fuerzas iguales en magnitud, paralelas y de sentidos contrarios, aplicados a distintos puntos de un cuerpo y que producen un movimiento de rotación.

CD: Corriente directa

Actuador: dispositivo que realiza un trabajo, generalmente requiere un suministro de energía externo.

Encoder: codificador óptico de posición angular.

Servodriver: servo amplificador, manejador de potencia.

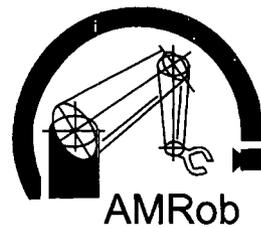
Armonic driver: Sistema de transmisión mecánica de diseño específico donde uno de los engranes sufre una deformación elíptica.

Feed forward: Alimentación en un diagrama de bloques en la que una señal se adiciona a la salida del regulador y la suma se aplica al sistema.

ANEXOS

Anexo A

Artículo presentado en el “3er. Congreso Mexicano de Robótica”



La Asociación Mexicana de Robótica A.C.

en el marco de su

3º Congreso Mexicano de Robótica

Otorga el presente

Reconocimiento a:

José Felipe Aguilar Pereyra

Por su entusiasta participación como conferencista

Santiago de Querétaro, Qro., a 28 de Septiembre del 2001

Dr. Juan Manuel Ibarra Zannatha
Presidente de la Asociación Mexicana de Robótica

Dr. José Emilio Vargas Soto
Coordinador General del Congreso

Identificación de los servosistemas de un robot industrial de seis grados de libertad*

Aguilar Pereyra José Felipe, Hernández Guzmán Víctor M.

Universidad Autónoma de Querétaro

Facultad de Ingeniería

División de Estudios de Posgrado

Cerro de las Campanas S/N Centro Universitario

C.P. 76010 Querétaro, Qro. México

Correo electrónico: faguilar@uteq.edu.mx

Resumen

Este trabajo presenta la identificación y validación experimental del modelo matemático de los servosistemas de un robot industrial de seis grados de libertad. Los métodos de identificación utilizados son: el de respuesta a la frecuencia (gráficas de Bode) y una variante del método de mínimos cuadrados (REFILM).

Palabras clave: Identificación de Sistemas, respuesta a la frecuencia, algoritmo REFILM.

centros de masa, etc. Por esta razón es más conveniente hacer una identificación experimental de dicho modelo. Dada la baja velocidad de las tareas de soldadura por arco [4] y las grandes tasas de reducción de engranes presentes, normalmente es suficiente identificar de forma independiente cada uno de los servosistemas que componen al robot. Esto permite a su vez el diseño de controladores independientes para cada eje [1]. En este trabajo se aborda el problema de identificar los servosistemas del robot mencionado y se hace un bosquejo del posible método de diseño de los controladores.

1. Introducción

En la Universidad Autónoma de Querétaro se está desarrollando una celda robotizada de soldadura utilizando un robot industrial marca CLOOS modelo Romat 56 (figura 1). Uno de los problemas centrales de este proyecto es el diseño de un sistema de control para que el robot para que realice el seguimiento de trayectorias. Aunque existen muy diversas técnicas para el control de robots [1][5][6], una de las más sencillas y más ampliamente usadas es el control PID. Sin embargo, es conveniente contar con el modelo de los servosistemas para sintonizar adecuadamente las ganancias de estos controladores. Es muy común encontrar en la práctica que estos controladores sean sintonizados empíricamente por prueba y error. Dada la complejidad de un robot de seis grados de libertad (no lineal y fuertemente acoplado) es más recomendable determinar las ganancias proporcional, integral y derivativa basándose en el modelo del sistema a controlar. Aunque existen metodologías bien establecidas para obtener el modelo dinámico de un robot rígido, sin embargo, es muy difícil medir los parámetros involucrados, tales como masas, inercias,



Figura 1. Robot marca CLOOS modelo Romat 56

* Trabajo realizado con el apoyo del CONCYTEQ y el CONACYT

2. Dinámica de los actuadores

Un robot es un sistema no lineal fuertemente acoplado. Por esta razón, el diseño de controladores para robots puede ser una tarea muy compleja. Sin embargo, cuando el movimiento del robot es lento pueden despreciarse los efectos inerciales, centrífugos y de Coriolis. Mas aún, si la tasa de reducción de engranes utilizada es muy grande, entonces incluso el efecto de la gravedad es fuertemente reducido. Bajo estas condiciones, una parte de la dinámica no lineal y acoplada del robot puede ser considerada como una simple perturbación. Así, el problema de control se reduce a posicionar n motores independientes, pudiendo utilizarse controladores relativamente sencillos como el PD o el PID. Para esto, se consideran modelos lineales de los actuadores tomando en cuenta algunas no linealidades y pueden emplearse técnicas de diseño clásicas.

Cada eje del robot está compuesto por un driver (manejador de potencia), un servomotor de corriente directa que incluye un encoder incremental (codificador de posición angular) y un reductor de velocidad. En la figura 2. se muestra el diagrama de bloques de uno de los servosistemas.

La función de transferencia entre la posición angular del motor $\Theta_m(s)$ y la tensión eléctrica aplicada $V(s)$ se muestra en (1) y el diagrama de bloques es mostrado en la figura 3.

Donde K_m es la constante de par del motor, R es la resistencia de armadura, J_m es la inercia eficaz del motor y la carga (robot), B_m es el coeficiente de fricción viscosa y K_b es la constante de fuerza contra-electromotriz.

$$\frac{\Theta_m(s)}{V(s)} = \frac{K_m / R}{s[(J_m s + B_m) + K_b K_m / R]} \quad (1)$$

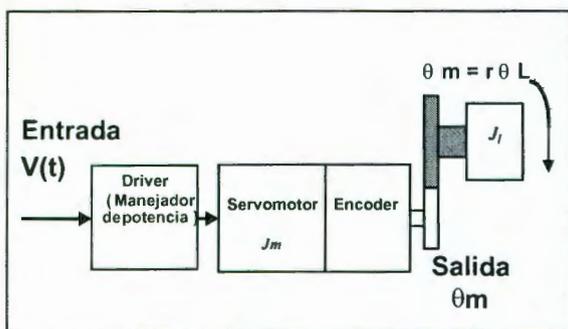


Figura 2. Diagrama de Bloques de un servosistema

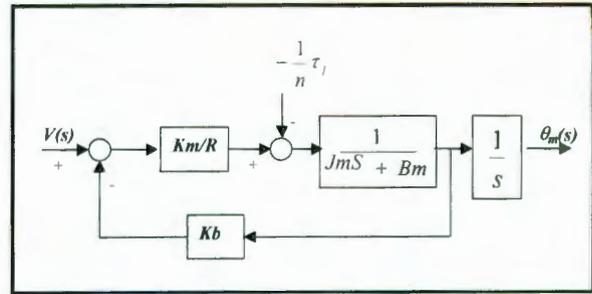


Figura 3. Diagrama de Bloques de un Sistema reducido con Motor de DC

Un aspecto importante que debe ser tomado en cuenta para que (1) represente satisfactoriamente a la dinámica de un servosistema del robot es la correcta cancelación de los efectos gravitacionales. Esta parte está siendo considerada de manera simultánea [7]. Dos características no lineales consideradas en este trabajo son la saturación y la zona muerta de los actuadores. Dada la planta (1), es suficiente utilizar un controlador PD para seguir referencias constantes con la rapidez y amortiguamiento deseados [1][2]. Sin embargo, dado que la dinámica completa del robot aparece como una perturbación (constante en estado estacionario), deberá considerarse el uso de controladores PID.

3. Identificación de los servosistemas

El robot utilizado en este trabajo es un modelo industrial antiguo del cual no se cuenta con especificaciones técnicas. Esto motiva la identificación de cada uno de los seis servosistemas con que cuenta el robot, con el fin de sintonizar adecuadamente los seis controladores PID a utilizar.

La identificación de los servosistemas se hace considerando que constituyen sistemas lineales y considerando las no linealidades independientemente. Por esta razón y debido a que el modelo dinámico de un robot es altamente no lineal, los parámetros del modelo identificado pueden cambiar cuando lo hace la configuración de trabajo. Así, la identificación debe hacerse considerando dos aspectos. Primero, el efecto de la gravedad no debe ser considerado pues será cancelado usando una prealimentación adecuada [1]. Segundo, aunque el efecto inercial del robot es pequeño, debido a las bajas velocidades de operación y a la tasa de reducción de los engranes, la identificación debe ser realizada bajo configuraciones en las que estos efectos sean máximos. Por ejemplo, la inspección del modelo dinámico de robots con estructura similar [10] muestra que, en el caso del eje 2, ambos aspectos (efecto de la gravedad y efecto inercial) son tomados en cuenta cuando el robot tiene la configuración mostrada en la figura No. 6.

Uno de los métodos de identificación experimentales más efectivos es el de respuesta en frecuencia, utilizando gráficas de Bode [2]. Este método consiste en aplicar una señal de tensión senoidal, de cierta frecuencia y amplitud, a la entrada de cada servosistema. La respuesta obtenida a la salida de cada servosistema también es senoidal y de la misma frecuencia pero con amplitud y ángulo de fase diferentes. Repitiendo este experimento usando señales senoidales de diferentes frecuencias es posible trazar las gráficas de Bode de magnitud y fase. A partir de estas gráficas es posible obtener las funciones de transferencia (1) de manera numérica, con lo que se evita la medición directa de los diferentes parámetros que aparecen en ella. Este método de identificación es preciso ya que una vez trazadas las gráficas de Bode sólo es necesario ajustar asíntotas rectas cuyas pendientes sólo pueden tomar valores que son múltiplos enteros de ± 20 dB.

Una característica que facilita la identificación de los servosistemas es el hecho de que se conoce la estructura de su modelo (1). Agrupando convenientemente las constantes es posible obtener el siguiente modelo simplificado:

$$\frac{\Theta_m(s)}{V(s)} = \frac{K}{s(Js + B)} \quad (2)$$

El intervalo de frecuencias utilizado es de 0.628 radianes por segundo a 628 radianes por segundo. Estos límites están determinados por la capacidad de respuesta de los servosistemas. Es necesario contar con una señal senoidal con de alta pureza (con bajo contenido de ruido o señales armónicas).

A continuación se aplica este método al servomecanismo del eje 6. En la figura 4 se muestra el diagrama de Bode de magnitud correspondiente. Nótese que de esta figura es posible deducir que la estructura del modelo del servosistema identificado es la mostrada en (2). Esto se desprende del hecho de que para frecuencias pequeñas la gráfica de magnitud tiende asintóticamente a una línea recta de pendiente -20 dB/dec y para frecuencias grandes tiende a una línea recta de pendiente -40 dB/dec. Aunque también se obtuvo la gráfica de fase correspondiente, sin embargo, no fue utilizada para la identificación del sistema ya que toda la información requerida pudo ser obtenida de la gráfica de magnitud.

El valor de T_m es igual al inverso de la frecuencia en que se cruzan las asíntotas de pendientes -20 dB/dec y -40 dB/dec:

$$T_m = J/B = 1/\omega_2 = 0.05 \quad (3)$$

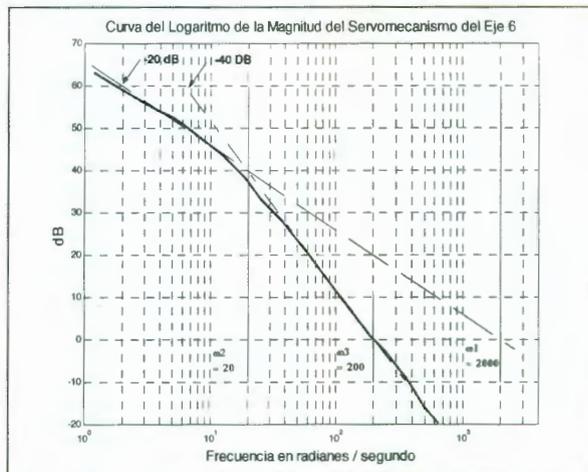


Figura 4. Diagrama del Logaritmo de la Magnitud del Servomecanismo del Eje 6.

La ganancia del sistema (K_m) es numéricamente igual al valor de la frecuencia en que se cruzan la asíntota de -20 dB/dec y la línea de 0 dB. Así, de la figura número 4 puede verse que:

$$K_m = K/B = \omega_1 = 2000 \quad (4)$$

por lo que la función de transferencia del servomecanismo del eje 6 está dada como:

$$G_6(s) = \frac{\Theta_m(s)}{V(s)} = \frac{2000}{s(0.05s + 1)} \quad (5)$$

De manera similar se obtiene que las funciones de transferencia de los ejes 1, 3, 4, y 5 son las siguientes:

$$G_1(s) = \frac{\Theta(s)}{V(s)} = \frac{1900}{s(0.833s + 1)} \quad (6)$$

$$G_3(s) = \frac{\Theta(s)}{V(s)} = \frac{1800}{s(0.1428s + 1)} \quad (7)$$

$$G_4(s) = \frac{\Theta(s)}{V(s)} = \frac{2100}{s(0.05s + 1)} \quad (8)$$

$$G_5(s) = \frac{\Theta(s)}{V(s)} = \frac{2000}{s(0.0333s + 1)} \quad (9)$$

Las funciones de transferencia (5), (6), (7), (8) y (9) corresponden a sistemas lineales. Sin embargo, se determinaron dos factores no lineales en los sistemas. El primero es debido a la zona muerta de los servomecanismos ocasionado por la fricción estática y el segundo a la saturación de la entrada de los drivers (manejadores de potencia), los cuales tienen por límite ± 10 V. De la figura 5 se puede obtener el intervalo de la zona muerta del

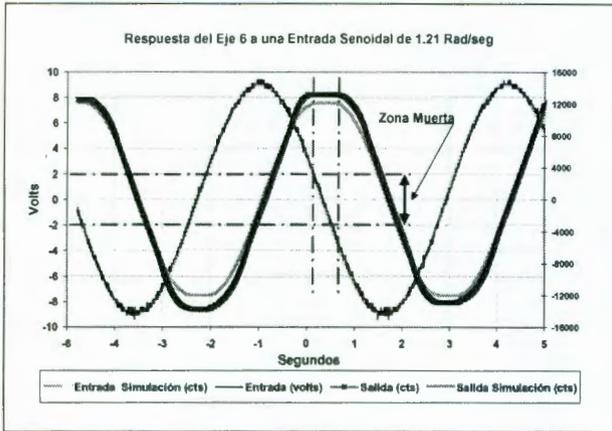


Figura 5. Gráfica de respuesta del eje 6 a una entrada senoidal de 1.21 radianes por segundo

servomecanismo del eje 6. La tabla 1 muestra la zona muerta de los servosistemas.

Servosistema	Zona muerta	
	Límite inferior	Límite superior
1 Descendente	-3.8 V	0 V
1 Ascendente	0 V	3.8 V
3 Descendente	-2.8 V	4 V
3 Ascendente	-3.2 V	2 V
4	-3.7 V	3.7 V
5	-2.6 V	2 V
6	-2 V	2 V

Tabla 1. Zona muerta de los servosistemas

Finalmente en la figura 6 se presenta el diagrama de bloques del servosistema del eje 6.

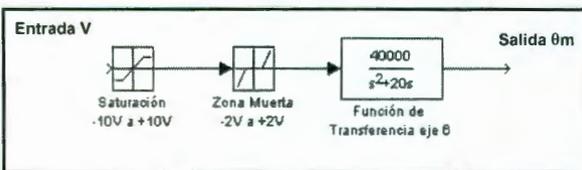


Figura 6. Diagrama de bloques del servosistema del eje 6.

Una vez obtenidas las funciones de transferencia es conveniente hacer la validación de las mismas. Para esto, a cada uno de los servosistemas se le aplica una señal senoidal de tensión eléctrica en su entrada y se mide la posición obtenida en su salida. Posteriormente, en simulación, a cada función de transferencia se le aplica como entrada una señal senoidal idéntica a la usada en el experimento y se obtiene su respuesta. Finalmente, se comparan las señales de salida obtenidas experimentalmente y en simulación. En la figura No. 7 se muestran los resultados obtenidos para el caso del servosistema correspondiente al eje 6, donde se

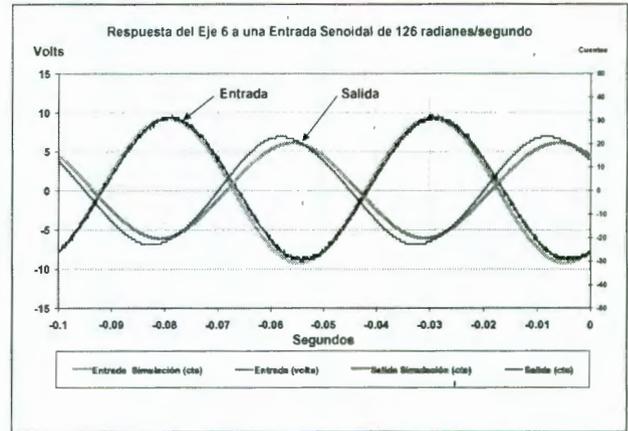


Figura 7. Gráfica de respuesta del eje 6 a una entrada senoidal de 126 radianes por segundo

utilizó una frecuencia de 126 rad/seg. El error máximo obtenido en la relación de salida/entrada de la amplitud es de 11.9 % con respecto de la salida real. El procedimiento se repite para una entrada tipo escalón obteniéndose un error en estado estacionario menor al 10% entre la respuesta real y la simulación.

Con base en lo anterior, se considera que la función de transferencia (5) describe satisfactoriamente al servosistema del eje 6. De igual manera se validan las funciones (6), (7), (8) y (9).

La identificación del servosistema del eje 2 es particularmente complicada. Como se ha mencionado, la configuración mostrada en la figura 8 es la recomendada para hacer la identificación, sin embargo, es inestable. Esto significa que sólo puede mantenerse mientras no se aplique señal de entrada al servosistema u otro tipo de perturbación. En caso de aplicar cualquier entrada, el robot completo se mueve bajo la acción de la gravedad hasta colisionar consigo mismo. Dada esta situación, se decidió utilizar la configuración mostrada en la figura 9. Se utiliza una señal de excitación binaria pseudoaleatoria (SBPA) más una señal constante para compensar el efecto de la gravedad. La razón de usar una SBPA se explica de la siguiente manera: dada la fricción existente en este eje, una señal senoidal de amplitud pequeña es muy suave como para producir movimiento del robot; por otro lado, una señal senoidal de amplitud grande produce oscilaciones grandes dificultando la correcta identificación pues el efecto de la gravedad no es cancelado correctamente. Más aún existe el peligro de colisiones del robot consigo mismo.

La ventaja de una SBPA es que, debido a que contiene cambios abruptos, permite usar amplitudes pequeñas que producen la aceleración necesaria

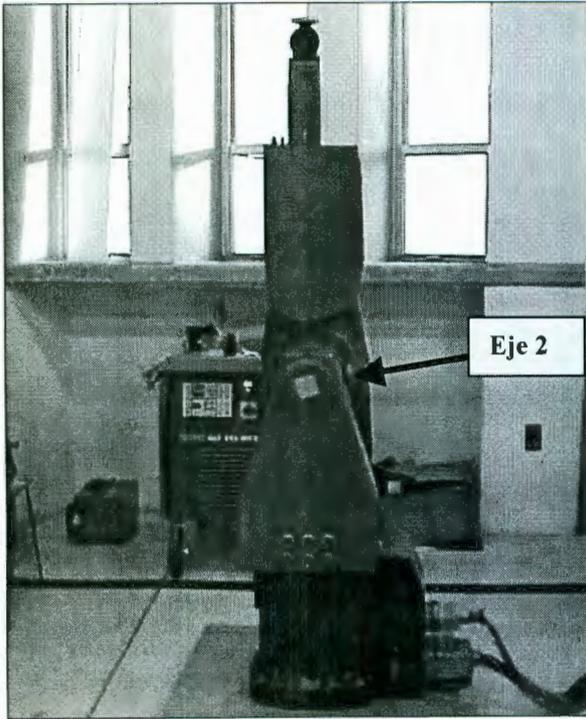


Figura 8. Posición vertical (inestable) del robot para la identificación del eje 2.

para vencer el efecto de la fricción. En la figura 10 se muestran las señales de entrada y salida obtenidas. Sin embargo, este nuevo experimento requiere que el empleo de una técnica de identificación diferente. Así, una vez obtenida la información se utilizó el algoritmo REFILM [3][8] para identificar el servosistema. El algoritmo REFILM es una variante de los algoritmos de identificación de mínimos cuadrados para sistemas lineales y la función de transferencia obtenida es discreta. El experimento de identificación se repitió diez veces con el fin de asegurar que los resultados obtenidos sean correctos. Se asume que la función de transferencia se puede escribir como:

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_0z^2 + b_1z + b_2}{z^2 - a_1z - a_2} \quad (10)$$

Los parámetros están dados por el promedio obtenido en los diez experimentos. La desviación estándar porcentual de todos los parámetros obtenidos es menor que el 19%. Por lo que la siguiente función de transferencia es la que mejor describe a este servosistema:

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{0.9374z^2 - 1.5098z + 0.5445}{z^2 - 1.1944z + 0.1921} \quad (11)$$

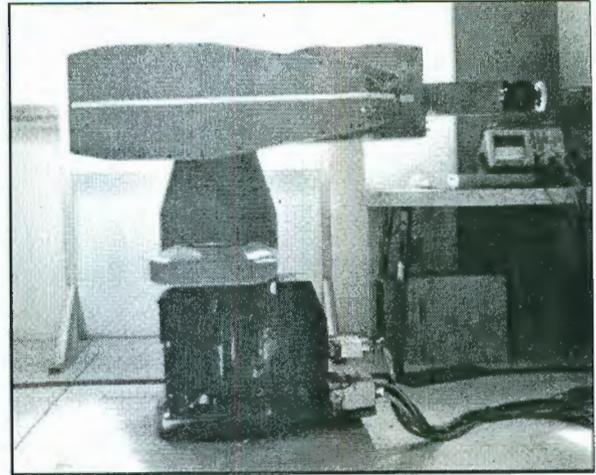


Figura 9. Posición del robot para la identificación del eje 2

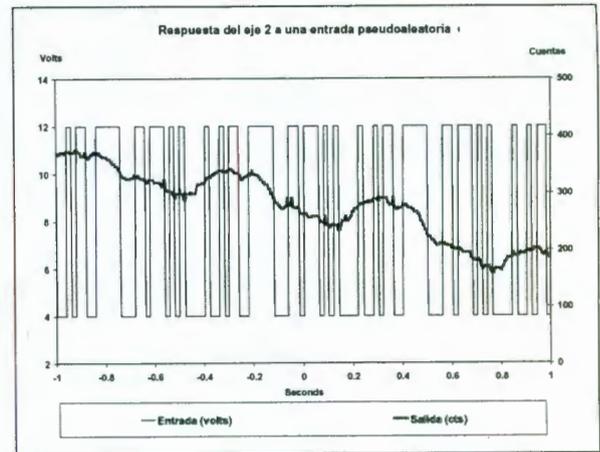


Figura 10. Gráfica de respuesta del eje 2 a una entrada pseudoaleatoria

4. Control de posición

La estrategia de control que se considera usar consiste en utilizar un controlador PID independiente para cada una de los seis ejes [1]. Para esto, es necesario compensar el efecto de la gravedad utilizando una prealimentación adecuada. Aunque un sistema de posicionamiento basado en motores de corriente directa puede ser eficientemente diseñado usando un controlador PD, sin embargo, es conveniente incluir un término integral (controlador PID) que introduzca el ajuste necesario que permita corregir posibles errores en la cancelación de los efectos gravitatorios. El primer paso es diseñar un controlador PD para el servomecanismo del eje 6, representado por (5). En la figura 11 se muestra el diagrama a bloques del sistema a diseñar, donde d es una perturbación (para el primer análisis se considera

nula). La función de transferencia en lazo cerrado es la siguiente:

$$\frac{\Theta m(s)}{\Theta d(s)} = \frac{KK_P + KK_D s}{s^2 + s \frac{(KK_D + B_{eff})}{J_{eff}} + \frac{KK_P}{J_{eff}}} \quad (12)$$

De donde pueden obtenerse las siguientes expresiones:

$$K_D = \frac{2\xi\omega J_{eff} - B_{eff}}{K} \quad (13)$$

y

$$K_P = \frac{\omega^2 J_{eff}}{K} \quad (14)$$

donde K_D es la ganancia derivativa, K_P es la ganancia proporcional, J_{eff} es la inercia efectiva del servosistema y B_{eff} es el coeficiente de fricción viscosa efectiva del mismo.

De este modo, las ganancias del controlador pueden ser calculadas para tener el amortiguamiento la rapidez que se deseen. Los parámetros obtenidos para la respuesta más rápida sin sobrepaso son: $K_P = 13.02$ y $K_D = 0.432$.

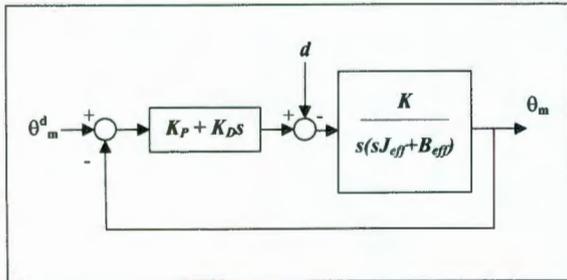


Figura 11. Diagrama a bloques del sistema con controlador PD

5. Conclusiones

En el presente trabajo se ha presentado la identificación y la validación del modelo de los servosistemas de un robot industrial de seis grados de libertad. Aunque los métodos de identificación son conocidos en la literatura, sin embargo, reportes sobre su aplicación práctica en procesos industriales son muy escasos, donde radica la importancia de este trabajo. Se ha encontrado que el método de

identificación de respuesta en frecuencia utilizando gráficas de Bode es muy noble puesto que sólo es cuestión de ajustar asíntotas cuyas pendientes toman unos pocos valores discretos diferentes. Esta característica convierte a este método en uno muy robusto, incluso para sistemas no lineales. Para la validación de las funciones de transferencia encontradas, fueron aplicadas señales senoidales idénticas en simulación a los modelos obtenidos y de manera experimental a los servosistemas. Las salidas obtenidas se compararon encontrando que son muy similares, de donde se concluye que los servosistemas son adecuadamente representados por los modelos encontrados. En un futuro próximo se realizarán experimentos de validación utilizando otras señales de excitación como señales binarias pseudoaleatorias.

Referencias

- [1] Spong M. W., Vidyasagar M. "Robot Dynamics and Control", John Wiley and Sons, USA, 1989.
- [2] Ogata K. "Ingeniería de Control Moderna" Segunda edición, Ed. Prentice Hall, México, 1993.
- [3] Aguado B. A. "Temas de Identificación y Control Adaptable", Instituto de Cibernética, Matemática y Física, Cuba, 2000.
- [4] Nof S.Y. "Handbook of Industrial Robotics", John Wiley and Sons, USA, 1999.
- [5] Asada H. Slotine J.J. "Robot Analysis and Control", John Wiley and Sons, USA, 1986.
- [6] Canudas de Wit C., Siciliano B. Bastin G. "Theory of Robot Control", Springer, Inglaterra, 1997.
- [7] López G. Hernández V. "Validación del modelo cinemático directo y de pares gravitacionales de un robot industrial" #er. Congreso Mexicano de Robótica, México 2001. P
- [8] Castellanos J. J. "Diseño y Construcción de una Tarjeta de Control de Arquitectura Abierta" Universidad Autónoma de Querétaro, México 2001.
- [9] Kelly R. Santibañez V. Reyes F. "A Class of Adaptive Regulators for Robot Manipulators" Int. J. Adap. Control Signal Process Vol 12 pag 41-62, 1998.

Anexo B

Programas realizados para el control de los servosistemas

```
#include "c31cpu.h"  
#include "c31.h"
```

```

#include "c31cpu.h"
#include "c31.h"
#include "math.h"
#include "uaq.h"

/* define la dimensión de las operaciones de las matrices */
#define dimi 5
#define dimj 5

#include "matrices.h"

/* Variables Globales */
double fi=0.985;
unsigned char anzeige3[]="Pos =      ctas";
unsigned char anzeige4[]="Error =    ctas";
unsigned char anzeige5[]="PO =      ";
unsigned char valor[16];
unsigned int largo,numit=500;

/*.....*/
/*
/* NAME: main()
/*
/* FUNCTION:                               Identificación de un sistema de 2do. orden por el método
/* REFILM (posición)
/* PARAMETERS: none.
/*
/* RETURN VALUE: none.
/*.....*/
main()
{
    unsigned int i,k,m,encin,dacout;
    double tm,error=0,aux,a,b,d;

    unsigned int U[5]={1,0,0,1,1};          /* vector de entradas */
    double Y[3]={0,0,0};                    /* vector de salidas */
    double GT[dimj][dimj];
    double Z[dimj];
    double P[dimj]={0.1,0.1,0.1,0.1,0.1};
    double G[dimj];
    double alfa=fi;
    double alfa2=(fi*fi);
    double f=0;
    double kp=1;
    int vout;
    unsigned int n=dimj;
    int j;
    int daclim = 2048;                      /* 4 voltios */
    long salida,referencia=0;

    identesc(GT,dimj,10);

    inilcd();
    dacout=1;
    encin=0;
    tm=1;                                  /* Tiempo de muestreo */

    RSTDAC = 0x0f;                          /* DAC Initialization (1/2 of the sacale) */
    RSTENCODER = 0x0f; /* Encoder 0,1 = 0x00 */

    for(m=0;m<numit;m++)
    {
        /* Inicialización de las interrupciones del timer */
        intini(0x0100); /* Habilita la interrupcion del Timer0 */
        glovar1=1;     /* Variable global relacionada */
    }
}

```

```

TO_GC=0x0200; /* Conecta el Timer0 con el reloj interno */
/* Define el periodo del Timer */

TO_PERIOD=(unsigned int) (tm*10000000);
TO_GC = 0x02c0; /* Resetea y Arranca el Timer0 */

    output = &anzeige4[0];
    outslcd(output,16,0x00);

    output = &anzeige3[0];
    outslcd(output,16,0x40);
    ltoa(vout,valor); /* 1er letrero */
    largo = strlen(valor);
    output = &valor[0];
    outslcd(output,largo,0x06); /* 2do letrero */
    ltoa(salida,valor);
    largo = strlen(valor);
    output = &valor[0];
    outslcd(output,largo,0x046);

/* ALGORITMO REFILM */

secbin5(U); /* Generación de la señal de control */

/* 1 logico en U[4] = 1000 cuentas en el lazo de control interno */
if(U[4] == 1) { referencia = 2000; }
else { referencia = (0); }

/* Medición de la salida de la planta */

salida = position(encin);
for (i=0;i<2;i++) Y[i] = Y[i + 1];
Y[2] = (double) salida;

/* Formación del vector Z */

Z[0] = (double)U[4];
Z[1] = (double)Y[1];
Z[2] = (double)U[3];
Z[3] = (double)Y[0];
Z[4] = (double)U[2];

    for(j=(n-1);j>=0;j--)
    {
        f=0;
        for(k=j;k<n;k++)
            f=f+(GT[k][j]*Z[k]);

        a = alfa/fi;
        b = f/alfa2;
        alfa2 = alfa2 + (f*f);
        alfa = sqrt(alfa2);
        a = a/alfa;
        G[j] = (GT[j][j]*f);
        GT[j][j] = (a*GT[j][j]);
        for(i=(j+1);i<n;i++)
        {
            d = GT[i][j];
            GT[i][j] = (a*(d-(b*G[i])));
            G[i] = (d*f) + G[i];
        }
    }

error = multvvec(P,Z,n);
error = Y[2]-error; /* estimación del error */
multescvect(G,G,n,(error/alfa2));
sumvect(P,G,n,P,1); /* estimación de los parámetros */

while(glover1)
{
/* Rutina de espera a la interrupcion del Temp0 */

```

```

salida = position(encin);

vout = (int)(referencia - salida);
if(vout > daclim) vout = 2048;
if(vout < (-daclim)) vout = -2048;

vout = 2048 + vout;
if(dacout == 1) DACA = vout;
if(dacout == 2) DACB = vout;
if(dacout == 3) DACC = vout;
else DACD = vout;

i = 0;
}

vout = 2048;
DACA = vout;
DACB = vout;
DACC = vout;
DACD = vout;

j = 0;
while(1)
{
output = &anzeige5[0];
outslcd(output, 16, 0x40);
LCDC = (0x041 | 0x080);
busyflag();
LCDD = ((j + 0x30) & 0x0ff);
busyflag();

ftoa(P[j], valor);
largo = strlen(valor);
output = &valor[0];
outslcd(output, largo, 0x44);

ulControlRegShadow |= CCR_LED_ON;

cpureg = ulControlRegShadow;
for (i = 0; i < 800000; i++);

ulControlRegShadow &= ~CCR_LED_ON;
/* write shadow register to the board's register (hardware) */
cpureg = ulControlRegShadow;
for (i = 0; i < 800000; i++);

j++;
if(j == 5) j = 0;
}
}

```

/ Medición de la salida de la planta */*

/ Se adiciona el offset para 0v */
/* Selección del Canal */*

/ fin del algoritmo refilm para posición*/*

/ Write data to LCD */
/* Busy flag verification */*

/ Busy flag verification */*

/ switch on LED in shadow register */*

/ write shadow register to the board's register (hardware) */*

/ switch off LED in shadow register */*

/ write shadow register to the board's register (hardware) */*

```

#include "c31cpu.h"
#include "c31.h"
#include "math.h"
#include "uaq.h"
#include "stdlib.h"

/* define la dimensión de las operaciones de las matrices */
#define dimi 5
#define dimj 5
#define No_iteraciones 30000

unsigned char anzeige3[] = "V1 =      c/s";
unsigned char anzeige4[] = "P0 =      ";
unsigned char anzeige5[] = "Error =      ";

#include "matrices.h"

/* Variables Globales */
unsigned char valor[16];
unsigned int largo;

/* ..... */
/* Rutine: ruido() */
/* FUNCTION: Generador de número aleatorios entre 0 e "intervalo" */
/* PARAMETERS: Valor máximo del intervalo */
/* RETURN VALUE: número aleatorio */
/* ..... */
int ruido(unsigned int intervalo)
{
    int a,b;
    a=rand();
    b=(2147483646/intervalo);
    a=(a/b);
    return(a);
}

/* ..... */
/* NAME: main() */
/* FUNCTION: Controlador de Posición Mediante un PID Autoajustable */
/* PARAMETERS: none. */
/* RETURN VALUE: none. */
/* ..... */
main()
{
    unsigned int i,j,k,m,encin,dacout,numitera,bandera;
    double tm,fi,prom;

    double U[5] = {0,0,0,0,0}; /* vector de entradas */
    double D[5] = {0,0,0,0,0}; /* vector de entradas */
    int Y[3] = {0,0,0}; /* vector de salidas */
    int E[3] = {0,0,0};
    double P[dimj] = {0,1.966,0.1,-0.966,0}; /* vector de parámetros */
    double GT[dimj][dimj]; /* Matriz de Pseudocovarianza */
    double limite; /* límite de la salida de control */
    double ep=0,error=0;
    double p0=0,p1=0,p2=0;
    double kp,kd,ki; /* Ganancia del lazo de estabilización */
    double kc=2,tc=1;
    unsigned int n=dimj;
    unsigned int escalon;
    unsigned int pmax; /* máxima posición en cuentas */
}

```

```

int vout,daclim;
int aux;
long salida;
int YR=0,YRP=0;
/* double YS[No_iteraciones];
/* double US1[No_iteraciones];
/* double US2[No_iteraciones];

/* Condiciones Iniciales */
identesc(GT,dimj,10);
GT[0][0]=0;
GT[4][4]=0;

inilcd();

numitera=No_iteraciones;
fi=0.99;
dacout=1;
encin=1;
tm=.001;
bandera=0;
escalon=1000;
pmax=800;
daclim=1536;
kp=4.1;
kd=16.01;
ki=.002;

RSTDAC = 0x0f;
RSTENCODER = 0x0f;

for(m=0;m<numitera;m++)
{
/* Inicialización de las interrupciones del timer */
intini(0x0100);
glovar1=0;
TO_GC=0x0200;
/* Define el periodo del Timer */
TO_PERIOD=(unsigned int)(tm*10000000);
TO_GC = 0x02c0; /* Resetea y Arranca el Timer0 */

/* Generación de las señales de Referencia */

if((m<2) || (bandera==0))
{
aux=ruido(pmax);
YR=(int)(aux-(pmax/2));
if(YR>0) YR=300; else YR=-300;
}
if(m>2)
{
if(bandera!=0) YR=YRP;
bandera++;
if(bandera>(escalon-1))
bandera=0;
}
YRP=YR;

/* lectura del encoder */
/* Referencia */
/* Salida del Sistema */
/* Entrada al Sistema */
/* Entrada al Sistema */

/* Condicion Inicial de GT */

/* número de iteraciones */
/* Factor de olvido exponencial */
/* Canal del DAC */
/* Canal del Encoder */
/* Tiempo de muestreo */

/* tamaño del escalón */
/* desplazamiento máximo */
/* límite para el DAC */
/* 2.1 */
/* 8.01 */
/* 0.002 */

/* DAC Initialization (1/2 of the sacale) */
/* Encoder 0,1 = 0x00 */

/* Habilita la interrupcion del Timer0 */
/* Variable global relacionada */
/* Conecta el Timer0 con el reloj interno */

/* La referencia varia en cada una de */
/* las primeras iteraciones, posteriormente */

/* conserva su valor "escalon" iteraciones */
/* para cambiar nuevamente al terminar */
/* cada período "escalon" */

/* Cálculo de la variable de control */
for(i=0;i<(n-1);i++)
{
U[i]=U[i+1];
D[i]=D[i+1];
}

```

```
D[4] = (kp*(double)E[2]) + (ki*(double)error) + (kd*(double)(E[2]-E[1]));
```

```
/* ACOTACIÓN DE LA SALIDA DE CONTROL */
```

```
if(m < 250)
{
    limite = (m/100);
}
/* Generación de la cota para DeltaU */
/* Dentro de los primeros 50 ciclos la cota */
/* está determinada por una recta, el resto */
/* de las iteraciones */
```

```
else
    limite = (daclim/3);
/* Cota después de los primeros 50 ciclos */
```

```
if(D[4] > limite)
    D[4] = limite;
/* Límite de l a Var. de control para */
/* valores positivos */
if(D[4] < (-limite))
    D[4] = (-limite);
/* Límite de l a Var. de control para */
/* valores negativos */
```

```
aux = U[4] + D[4];
```

```
/* salida al DAC */
```

```
if (aux > daclim) aux = daclim;
```

```
if (aux < (-daclim)) aux = (-daclim);
```

```
vout = (2048 + aux);
```

```
if(dacout == 1) DACA = vout;
```

```
/* Selección del Canal */
```

```
if(dacout == 2) DACB = vout;
```

```
if(dacout == 3) DACC = vout;
```

```
else DACD = vout;
```

```
/* Medición de la salida de la planta */
salida = position(encin);
```

```
for (i=0; i < 2; i++)
```

```
{
```

```
Y[i] = Y[i + 1];
```

```
E[i] = E[i + 1];
```

```
}
```

```
Y[2] = (int)salida;
```

```
/* Corrimiento de los vectores de salida */
/* y error de la planta */
```

```
E[2] = (int)(YR - Y[2]);
```

```
/* Salida de la planta */
```

```
/* Error del sistema */
```

```
/* Cálculo del error cuadrático acumulativo */
```

```
ep = ep + (E[2]*E[2]);
```

```
error = (error*fi) + E[2];
```

```
while(glover1)
```

```
/* Rutina de espera a la interrupcion del Temp0 */
```

```
{
```

```
    i = 0;
```

```
}
```

```
/* fin del algoritmo PD */
```

```
vout = 2048;
```

```
DACA = vout;
```

```
DACB = vout;
```

```
DACC = vout;
```

```
DACD = vout;
```

```
j = 0;
```

```
while(1)
```

```
{
```

```
    output = &anzeige4[0];
```

```
    outslcd(output, 16, 0x40);
```

```
    LCDC = (0x041 | 0x080); /* Write data to LCD */
```

```

        busyflag();
        LCDD = ( (j+0x30) & 0x0ff);
        busyflag();

        ftoa(P[j],valor);
        largo = strlen(valor);
        output = &valor[0];
        outslcd(output,largo,0x44);

/* switch on LED in shadow register */
ulControlRegShadow|= CCR_LED_ON;
/* write shadow register to the board's register (hardware) */
cpureg = ulControlRegShadow;
for (i=0;i<800000;i+ +);

/* switch off LED in shadow register */
ulControlRegShadow&= ~CCR_LED_ON;
/* write shadow register to the board's register (hardware) */
cpureg = ulControlRegShadow;
for (i=0;i<800000;i+ +);

j+ +;
if(j==5) j=0;
}
}

```

```

#include "c31cpu.h"
#include "c31.h"
#include "math.h"
#include "uaq.h"
#include "stdlib.h"

/* define la dimensión de las operaciones de las matrices */
#define dimi 5
#define dimj 5
#define No_iteraciones 5000

unsigned char anzeige3[]="V1 =      c/s";
unsigned char anzeige4[]="PO =      ";
unsigned char anzeige5[]="Error =      ";

#include "matrices.h"

/* Variables Globales */
unsigned char valor[16];
unsigned int largo;

/*.....*/
/* Rutine: ruido() */
/* FUNCTION: Generador de número aleatorios entre 0 e "intervalo" */
/* PARAMETERS: Valor máximo del intervalo */
/* RETURN VALUE: número aleatorio */
/*.....*/
int ruido(unsigned int intervalo)
{
    int a,b;
    a=rand();
    b=(2147483646/intervalo);
    a=(a/b);
    return(a);
}

/*.....*/
/* NAME: main() */
/* FUNCTION: Controlador de Posición Mediante un PID con compensación de fricción estática */
/* PARAMETERS: none. */
/* RETURN VALUE: none. */
/*.....*/
main()
{
    unsigned int i,j,k,m,encin,dacout,numitera,bandera,escalon;
    double tm,error,fi,prom;
    double vel,sp,ac,pos;

    double U[5]={0,0,0,0,0}; /* vector de entradas */
    double D[5]={0,0,0,0,0}; /* vector de entradas */
    int Y[3]={0,0,0}; /* vector de salidas */
    int E[3]={0,0,0};
    double P[dimj]={0,1.966,0.1,-0.966,0}; /* vector de parámetros */
    double GT[dimj][dimj]; /* Matriz de Pseudocovarianza */
    double limite; /* límite de la salida a de control */
    double ep=0;
    double p0=0,p1=0,p2=0;
    double kp,kd,ki;
    double kc=2,tc=1;
}

```

```

    unsigned int n=dimj;
    int vout,daclim,offset;
    int aux;
    long salida; /* lectura del encoder */
    int dir,YRP=0;
    int pmax,YR=0; /* Referencia */
/* double YS[No_iteraciones]; /* Salida del Sistema */
/* double US1[No_iteraciones]; /* Entrada al Sistema */
/* double US2[No_iteraciones]; /* Entrada al Sistema */

/* Condiciones Iniciales */
    identesc(GT,dimj,10); /* Condicion Inicial de GT */
    GT[0][0]=0;
    GT[4][4]=0;

    inilcd();

    numitera=No_iteraciones; /* número de iteraciones */
    fi=0.95; /* Factor de olvido exponencial */
    dacout=1; /* Canal del DAC */
    encin=0; /* Canal del Encoder */
    tm=.001; /* Tiempo de muestreo */
    bandera=0;
    escalon=500;
    pmax=500;
    offset=410; /* Cada 204.8 equivale a un voltio */
/* Compensación de fricción estática */
/* límite para el DAC */

    daclim=2045;
    limite=daclim-offset;
    error=0;
    kp=13.02; /*10*/
    kd=0.416; /*100*/
    ki=0.25;

    ac=25000;
    vel=2500;
    dir=1;
    sp=0;
    pos=0;

    RSTDAC = 0x0f; /* DAC Initialization (1/2 of the sacale) */
    RSTENCODER = 0x0f; /* Encoder 0,1 = 0x00 */

    for(m=0;m<numitera;m++)
    {
/* Inicialización de las interrupciones del timer */
        intini(0x0100); /* Habilita la interrupcion del Timer0 */
        glovar1=1; /* Variable global relacionada */
        TO_GC=0x0200; /* Conecta el Timer0 con el reloj interno */
/* Define el periodo del Timer */
        TO_PERIOD=(unsigned int)(tm*10000000);
        TO_GC = 0x02c0; /* Resetea y Arranca el Timer0 */

/* Generación de las señales de Referencia */

        if((m<2) || (bandera==0)) /* La referencia varia en cada una de */
            aux=ruido(pmax); /* las primeras 100 iteraciones, posteriormente */
            YR=(int){aux-(pmax/2)};

        if(m>2) /* conserva su valor "escalon" iteraciones */
        {
            /* para cambiar nuevamente al terminar */
            if (YR>0) YR=250;
            else YR=-250;
            if(bandera!=0) YR=YRP; /* cada período "escalon" */
            bandera++;
        }
    }

```

```

        if(bandera > (escalon-1))
            bandera = 0;
    }
    YRP=YR;
    /*      if(bandera == 0)
    {
        if(sp < vel)
        {
            pos=pos + (dir*(sp*tm));
            YR=(int)pos;
            sp=sp+(ac*tm);
        }
        else
        { bandera ++; k=0; sp=vel;}
    }

    /*      if(bandera == 1)
    {
        if(k < 213)
        {
            pos=pos + (dir*(sp*tm));
            YR=(int)pos;
            k ++;
        }
        else
            bandera ++;
    }
    /*
    if(bandera == 1) /*2*/
    {
        if(sp > 0)
        {
            pos=pos + (dir*(sp*tm));
            YR=(int)pos;
            sp=sp-(ac*tm);
        }
        else
        { bandera ++; k=0; sp=0;}
    }

    /*
    if(bandera == 2) /*3*/
    {
        if(k < 800)
        {
            pos=pos + (dir*(sp*tm));
            YR=(int)pos;
            k ++;
        }
        else
        { bandera=0; dir = dir * (-1); }
    }

    */

while(glovar1) /* Rutina de espera a la interrupcion del Temp0 */
{
    /* Cálculo de la variable de control */
    for(i=0;i<(n-1);i++)
    {
        U[i]=U[i+1];
        D[i]=D[i+1];
    }

    D[4]=(kp*(double)E[2])+(ki*(double)error)+(kd*(double)(E[2]-E[1]));

```

```

/* ACOTACIÓN DE LA SALIDA DE CONTROL */
/* limite=(daclim);/* Cota después de los primeros 50 ciclos */

    if(D[4]>limite)                /* Límite de l a Var. de control para */
        D[4]=limite;              /* valores positivos */
    if(D[4]<(-limite))             /* Límite de l a Var. de control para */
        D[4]=(-limite);          /* valores negativos */

    aux = U[4] + D[4];

/* OFFSET      */

    if(aux<0) aux = aux - offset;
    if(aux>0) aux = aux + offset;

/* salida al DAC */
    if (aux> daclim) aux = daclim;
    if (aux< (-daclim)) aux = (-daclim);
    vout=(2048 + aux);
    if(dacout == 1) DACA = vout;    /* Selección del Canal */
    if(dacout == 2) DACB = vout;
    if(dacout == 3) DACC = vout;
    else DACD = vout;

    /* Medición de la salida de la planta */
    salida = position(encin);

    for (i=0;i<2;i++)              /* Corrimiento de los vectores de salida */
    {                               /* y error de la planta */
        Y[i]=Y[i+1];
        E[i]=E[i+1];
    }
    Y[2]=(int)salida;              /* Salida de la planta */
    E[2]=(int){YR - Y[2]};        /* Error del sistema */
    error = (error*fi) + E[2];

    /* Cálculo del error cuadrático acumulativo */
    ep = ep + (E[2]*E[2]);
    i=0;
}
} /* fin del algoritmo PID */

vout = 2048;
DACA = vout;
DACB = vout;
DACC = vout;
DACD = vout;

j=0;
while(1)
{
    output = &anzeige4[0];
    outslcd(output,16,0x40);
    LCDC = (0x041 | 0x080);        /* Write data to LCD */
    busyflag();                   /* Busy flag verification */
    LCDD = ((j+0x30) & 0x0ff);    /* Busy flag verification */
    busyflag();

    ftoa(P[j],valor);
    largo = strlen(valor);
    output = &valor[0];
    outslcd(output,largo,0x44);
}

```

```
/* switch on LED in shadow register */
ulControlRegShadow |= CCR_LED_ON;
/* write shadow register to the board's register (hardware) */
cpureg = ulControlRegShadow;
for (i=0;i<800000;i++);
```

```
/* switch off LED in shadow register */
ulControlRegShadow&= ~CCR_LED_ON;
/* write shadow register to the board's register (hardware) */
cpureg = ulControlRegShadow;
for (i=0;i<800000;i++);
```

```
j++;
if(j == 5) j=0;
}
```

```
}
```

}

Anexo C

Información técnica del servo amplificador modelo 403 de la marca Copley Control Corp.

FEATURES

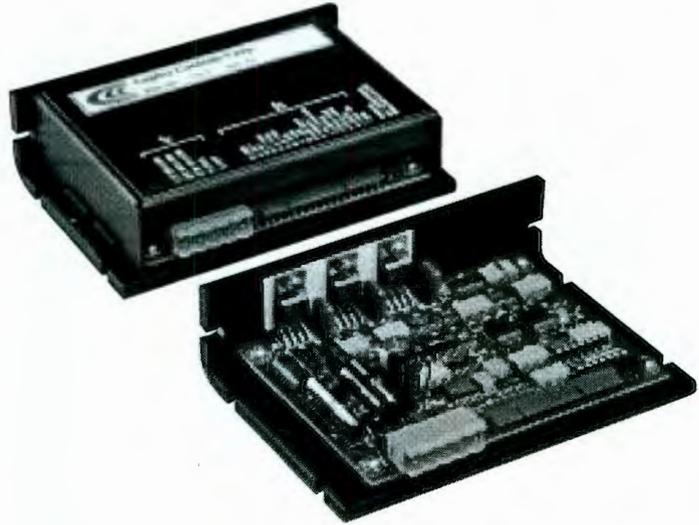
- *CE Compliance to 89/336/EEC*
- *Recognized Component to UL 508C*
- Complete torque (current) mode functional block
- Drives motor with 60° or 120° Halls
- Single supply voltage 18-55VDC
- 5A continuous, 10A peak more than double the power output of servo chip sets
- Fault protected
Short-circuits from output to output, output to ground
Over/under voltage
Over temperature
Self-reset or latch-off
- 2.5kHz bandwidth
- Wide load inductance range 0.2 to 40 mH.
- +5, +15V Hall power
- Separate continuous, peak, and peak-time current limits
- Surface mount technology

APPLICATIONS

- X-Y stages
- Robotics
- Automated assembly machinery
- Component insertion machines

THE OEM ADVANTAGE

- **NO POTS:** Internal component header configures amplifier for applications
- Conservative design for high MTBF
- Low cost solution for small brushless motors to 1/3 HP



PRODUCT DESCRIPTION

Model 503 is a complete pwm servoamplifier for applications using DC brushless motors in torque (current) mode. It provides six-step commutation of three-phase DC brushless motors using 60° or 120° Hall sensors on the motor, and provides a full complement of features for motor control. These include remote inhibit/enable, directional enable inputs for connection to limit switches, and protection for both motor and amplifier.

The /Enable input has selectable active level (+5V or gnd) to interface with most control cards.

/Pos and /Neg enable inputs use fail-safe (ground to enable) logic.

Power delivery is four-quadrant for bi-directional acceleration and deceleration of motors.

Model 503 features 500W peak power output in a compact package using surface mount technology.

An internal header socket holds components which configure the various gain and current limit settings to customize the 503 for different loads and applications.

Separate peak and continuous current limits allow high acceleration without sacrificing protection against continuous overloads. Peak current time limit is settable to match amplifier to motor thermal limits.

Header components permit compensation over a wide range of load inductances to maximize bandwidth with different motors.

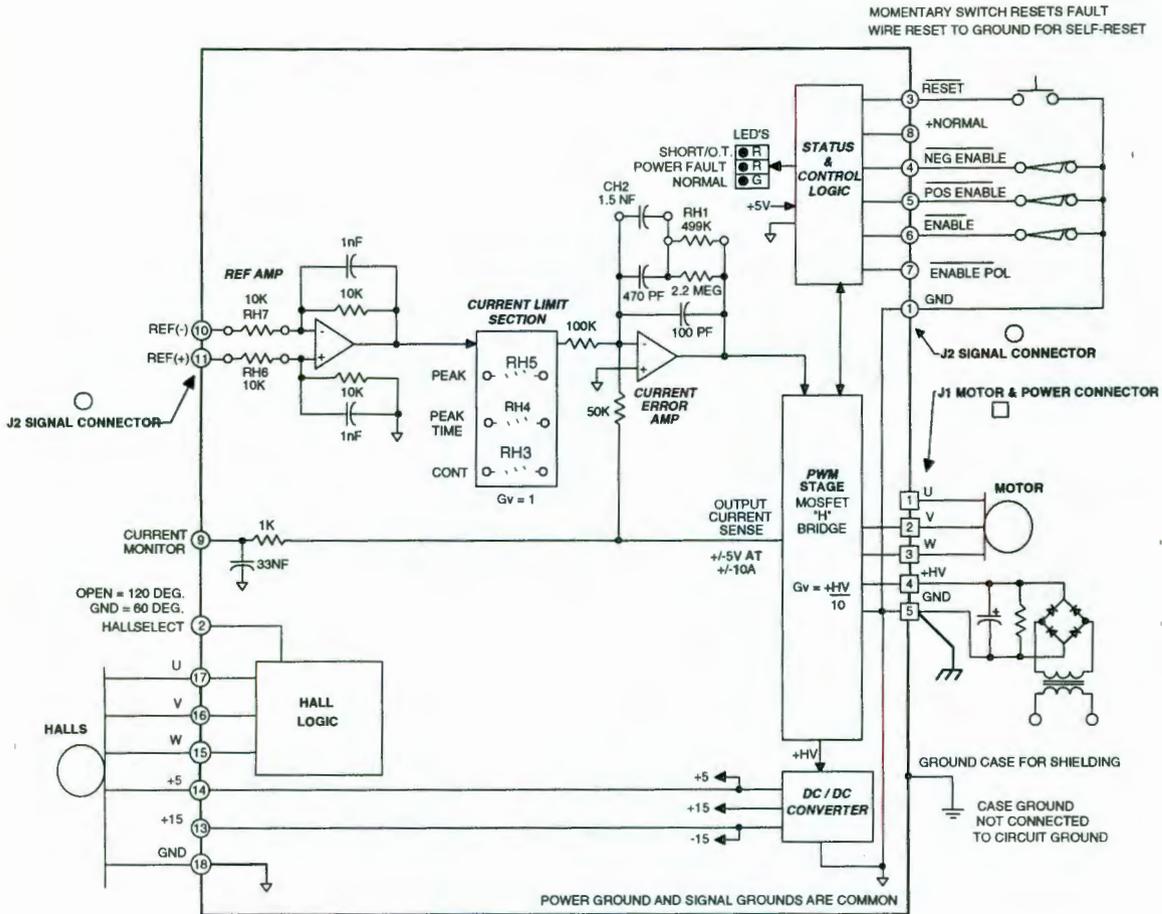
Package design places all connectors along one edge for easy connection and adjustment while minimizing footprint inside enclosures.

High quality components and conservative ratings insure long service life and high reliability in industrial installations.

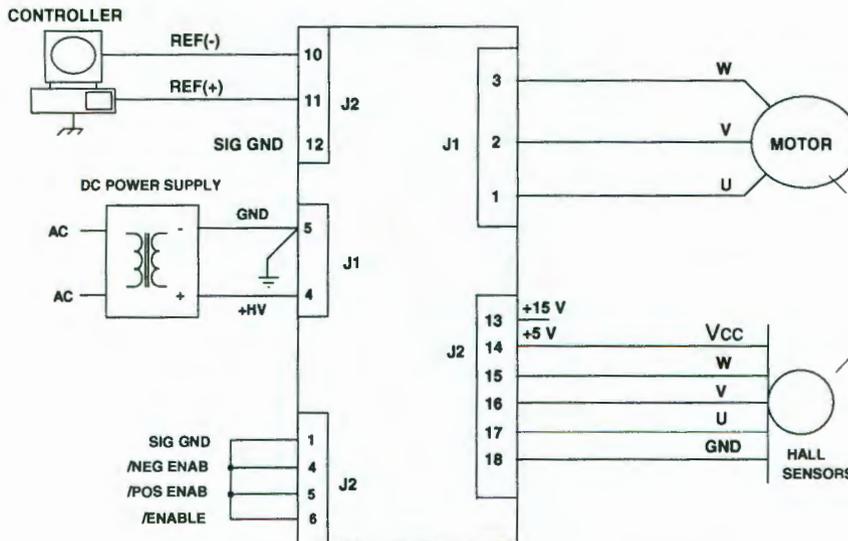
A differential amplifier buffers the reference voltage input to reject common-mode noise resulting from potential differences between controller and amplifier grounds.

Output short circuits and heatplate overtemperature cause the amplifier to latch into shutdown. Grounding the reset input will enable an auto-reset from such conditions when this feature is desired.

FUNCTIONAL DIAGRAM



TYPICAL CONNECTIONS



APPLICATION INFORMATION

To use the model 503 set up the internal header with the components that configure the transconductance, current limits, and load inductance. Current-limits and load inductance set up the amplifier for your particular motor, and the transconductance defines the amplifiers overall response in amps/volt that is required by your system.

COMPONENT HEADER SETTINGS

Use the tables provided to select values for your load and system. We recommend that you use these values as starting points, adjusting them later based on tests of the amplifier in your application.

LOAD INDUCTANCE (RH1,CH2)

Maximizes the bandwidth with your motor and supply voltage. First replace CH2 with a jumper (short). Adjust the value of RH1 using a step of 1A or less so as not to experience large signal slew-rate limiting. Select RH1 for the best transient response (lowest risetime with minimal overshoot). Once RH1 has been set. choose the smallest value of CH2 that does not cause additional overshoot or degradation of the step response.

TRANSCONDUCTANCE (RH6,7)

The transconductance of the 503 is the ratio of output current to input voltage. It is equal to $10k\Omega/RH6$ (Amps/Volt). RH6, and RH7 should be the same value and should be 1% tolerance metal film type for good common-mode noise rejection.

CURRENT LIMITS (RH3, 4, & 5)

The amplifier operates at the 5A continuous, 10A peak limits as delivered. To reduce the limit settings, choose values from the tables as starting points, and test with your motor to determine final values. Limit action can be seen on current monitor when output current no longer changes in response to input signals. Separate control over peak, continuous, and peak time limits provides protection for motors, while permitting higher currents for acceleration.

SETUP BASICS

1. Set RH1 and CH2 for motor load inductance (see following section).
2. Set RH3, 4, & 5 if current limits below standard values is required.
3. Ground the /Enable (/Enable Pol open), /Pos Enable, and /Neg Enable inputs to signal ground.
4. Connect the motor Hall sensors to J2 based on the manufacturers suggested signal names. Note that different manufacturers may use A-B-C, R-S-T, or U-V-W to name their Halls. Use the required Hall supply voltage (+5 or +15V). *Note that there is a 30 mA limit at +5V. Encoders that put-out Hall signals typically consume 200-300 mA, so if these are used, then they must be powered from an external power supply.*
5. Connect J1-4,5 to a transformer-isolated source of DC power, +18-55V. Ground the amplifier and power supply with an additional wire from J1-5 to a central ground point.

6. With the motor windings disconnected, apply power and slowly rotate the motor shaft. Observe the Normal (green) led. If the lamp blinks while turning then the 60/120° setting is incorrect. If J2-2 is open, then ground it and repeat the test. In order to insure proper operation, the correct Hall phasing of 60° or 120° must be made.
6. Turn off the amplifier and connect the motor leads to J1-1,2,3 in U-V-W order. Power up the unit. Apply a sinusoidal reference signal of about 1 Hz. and 1Vrms between Ref(+) and Ref(-), J2-10,11.

7. Observe the operation of the motor as the current monitor signal passes through zero. When phasing is correct the speed will be smooth at zero crossing and at low speeds. If it is not, then power-down and re-connect the motor.

There are six possible ways to connect the motor windings, and only one of these will result in proper motor operation. The six combinations are listed in the table below. Incorrect phasing will result in erratic operation, and the motor may not rotate. When the correct combination is found, record your settings.

	J1-1	J1-2	J1-3
#1	U	V	W
#2	V	W	U
#3	W	U	V
#4	U	W	V
#5	W	V	U
#6	V	U	W

GROUNDING & POWER SUPPLIES

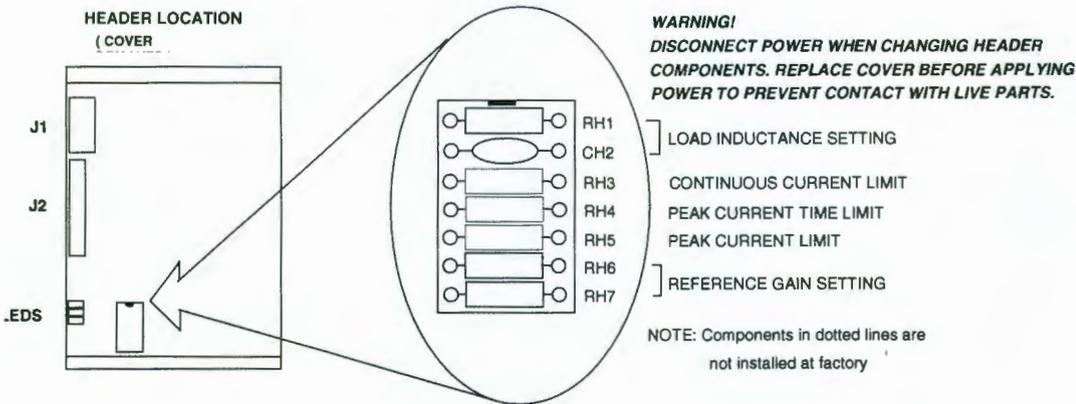
Power ground and signal ground are common (internally connected) in this amplifier. These grounds are isolated from the amplifier case which can then be grounded for best shielding while not affecting the power circuits.

Currents flowing in the power supply connections will create noise that can appear on the amplifier grounds.

This noise will be rejected by the differential amplifier at the reference input, but will appear at the digital inputs. While these are filtered, the lowest noise system will result when the power-supply capacitor is left floating, and each amplifier is grounded at its power ground terminal (J1-5). In multiple amplifier configurations, always use separate cables to each amplifier, twisting these together for lowest noise emission. Twisting motor leads will also reduce radiated noise from pwm outputs. If amplifiers are more than 1m. from power supply capacitor, use a small (500-1000 μ F.) capacitor across power inputs for local bypassing.

APPLICATION INFORMATION (CONT'D)

COMPONENT HEADER



CONTINUOUS CURRENT LIMIT (RH3)

I_{cont} (A)	RH3 (Ω)
5	<i>open</i> *
4	20k
3	8.2k
2	3.9k
1	1.5k

INPUT TO OUTPUT GAIN SETTING (RH6, RH7)

Note 1

Example: Standard value of RH6 is 10k Ω , thus $G = 1 A/V$

PEAK CURRENT LIMIT (RH5) Note 3

I_{peak} (A)	RH5 (Ω)
10	<i>open</i> *
8	12k
6	4.7k
4	2k
2	750

LOAD INDUCTANCE SETTING (RH1 & CH2) Note 2

Load (mH)	RH1	CH2
0.2	49.9 k	1.5 nF
1	150 k	1.5 nF
3	499 k	1.5 nF *
10	499 k	3.3 nF
33	499 k	6.8 nF
40	499 k	10 nF

PEAK CURRENT TIME-LIMIT (RH4) Note 4

T_{peak} (s)	RH4 (Ω)
0.5	<i>open</i> *
0.4	10 M
0.2	3.3 M
0.1	1 M

Times shown are for 10A step from 0A

Notes: * **Standard values installed at factory are shown in italics.**

1. RH6 & RH7 should be 1% resistors of same value.
2. Bandwidth and values of RH1, CH2 are affected by supply voltage and load inductance. Final selection should be based on customer tests using actual motor at nominal supply voltage.
3. Peak current setting should always be greater than continuous current setting.
4. Peak times will double when current changes polarity. Peak times decrease as continuous current increases.

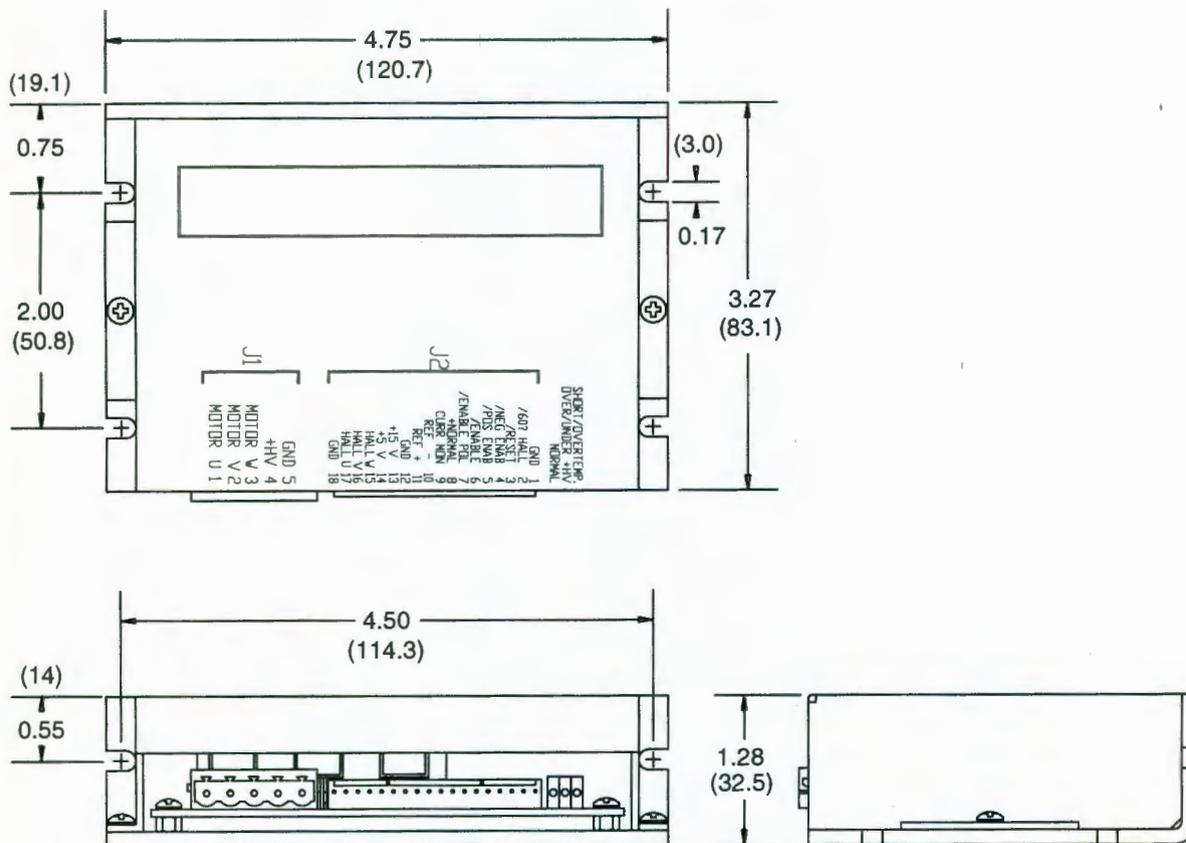
TECHNICAL SPECIFICATIONS

Typical specifications @ 25°C ambient, +HV = +55VDC. Load = 200μH. in series with 1 ohm unless otherwise specified.

OUTPUT POWER		
Peak power		
Unidirectional		±10A @ 50V for 0.5 second, 500W
After direction change		±10A @ 50V for 1 second, 500W
Continuous power		±5A @ 50V, 250W
OUTPUT VOLTAGE		
		Vout = 0.97HV -(0.4)(Iout)
MAXIMUM CONTINUOUS OUTPUT CURRENT		
Convection cooled, no conductive cooling		±2A @ 35°C ambient
Mounted on narrow edge, on steel plate, fan-cooled 400 ft/min		±5A @ 55°C
LOAD INDUCTANCE		
Selectable with components on header socket		200 μH to 40mH (Nominal, for higher inductances consult factory)
BANDWIDTH		
Small signal		-3dB @ 2.5kHz with 200μH load
Note: actual bandwidth will depend on supply voltage, load inductance, and header component selection		
PWM SWITCHING FREQUENCY		
		25kHz
ANALOG INPUT CHARACTERISTICS		
Reference		Differential, 20K between inputs with standard header values
GAINS		
Input differential amplifier		X1 as delivered. Adjustable via header components RH6, RH7
PWM transconductance stage		1 A/V (output vs. input to current limit stage)
OFFSET		
Output offset current (0 V at inputs)		20 mA max. (0.2% of full-scale)
Input offset voltage		20 mV max (for 0 output current, RH6,7 = 10kΩ)
LOGIC INPUTS		
Logic threshold voltage		HI: ≥ 2.5V , LO: ≤ 1.0V, +5V Max on all logic inputs
/Enable		LO enables amplifier (/Enable Pol open) , HI inhibits; 50 ms turn-on delay
/POS enable, /NEG enable		LO enables positive and negative output currents, HI inhibits
/Reset		LO resets latching fault condition, ground for self-reset every 50 ms.
/Enable Pol (Enable Polarity)		LO reverses logic of /Enable input only (HI enables unit, LO inhibits)
LOGIC OUTPUTS		
+Normal		HI when unit operating normally, LO if overtemp, output short, disabled, or power supply (+HV) out of tolerance HI output voltage = 2.4V min at -3.2 mA max., LO output voltage = 0.5V max at 2 mA max. Note: Do not connect +Normal output to devices that operate > +5V
INDICATORS (LED's)		
Normal (green)		ON = Amplifier enabled, no shorts or overtemp, power within limits
Power fault (red)		ON = Power fault: +HV < 18V OR +HV > 55V
Short/Overtemp (red)		ON = Output short-circuit or over-temperature condition
CURRENT MONITOR OUTPUT		
		±5V @ ±10A (2A/volt), 10kΩ, 3.3nF R-C filter
DC POWER OUTPUTS		
+5VDC		30mA (Includes power for Hall sensors)
+15VDC		10mA
		Total power from all outputs not to exceed 200mW.
PROTECTION		
Output short circuit (output to output, output to ground)		Latches unit OFF (self-reset if /RESET input grounded)
Overtemperature		Shutdown at 70°C on heatplate (Latches unit OFF)
Power supply voltage too low (Undervoltage)		Shutdown at +HV < 18VDC (operation resumes when power >18VDC)
Power supply voltage too high (Overvoltage)		Shutdown at +HV > 55VDC (operation resumes when power <55VDC)
POWER REQUIREMENTS		
DC power (+HV)		+18-55 VDC @ 10A peak.
Minimum power consumption		2.5 W
Power dissipation at 5A output, 55VDC supply		10W
Power dissipation at 10A output, 55VDC supply		40W
THERMAL REQUIREMENTS		
Storage temperature range		-30 to +85°C
Operating temperature range		0 to 70°C baseplate temperature
MECHANICAL		
Size		3.27 x 4.75 x 1.28 in. (83 x 121 x 33mm)
Weight		0.52 lb (0.24 kg.)
CONNECTORS		
Power & motor		Weidmuller: BL-125946; Phoenix: MSTB 2.5/5-ST-5.08
Signal & Halls		Molex: 22-01-3167 housing with 08-50-0114 pins

OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions in inches (mm.)



ORDERING GUIDE

Model 503	5A Continuous, 10A Peak, +18-55VDC Brushless Servoamplifier
-----------	---

OTHER BRUSHLESS AMPLIFIERS

- Model 505** Same power output as 503. Adds Hall / Encoder tachometer feature for velocity loop operation.
- 5001 Series** Six models covering +24-225VDC operation, 5-15A continuous, 10-30A peak. With optional Hall / Encoder tachometer, and brushless tachometer features.
- Model 513R** Resolver interface for trapezoidal-drivemotors. Outputs A/B quadrature encoder signals and analog tachometer signal for velocity loop operation. +24-180VDC operation, 13A continuous, 26A peak.