



BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA

FACULTAD DE CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA

MESTRÍA EN CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA
OPCIÓN EN AUTOMATIZACIÓN

“ALGORITMOS AUTOSINTONIZABLES PARA
ROBOTS MANIPULADORES”

T E S I S

Tesis presentada para obtener el título de: Maestría
en Ciencias de la Electrónica opción en
Automatización

Presenta:

ABDIEL ORTEGA MÉNDEZ

Dr. Fernando Reyes Cortés
Asesor

Dr. Aurora Vargas Treviño
Co-Asesor

Dr. Sergio Vergara Limon
Co-Asesor

PUEBLA, MEXICO



Julio 2014

Resumen

En esta tesis se diseña un importante algoritmo de control para robots manipuladores que contribuye significativamente en el desarrollo tecnológico en los sistemas de control aplicados a robótica y mecatrónica por la necesidad existente en los procesos industriales donde se requiere la intervención de un robot para su realización. Para la obtención de dicho algoritmo se abordará de manera teórica el problema actual existente que consiste en sintonizar las ganancias proporcional y derivativa para mejorar el desempeño de los sistemas de control. El problema de sintonización es un tema que aún no está resuelto como tal, es decir, existen problemas abiertos de interés a la comunidad científica que potencialmente pueden resolverse mediante propuestas originales. Por lo tanto, en el presente proyecto de tesis se abordará teóricamente la problemática de diseño de esquemas de control con ganancias autosintonizables. La base matemática que da soporte científico al diseño de esquemas de control radica fundamentalmente el modelo dinámico del robot derivado de las ecuaciones de movimiento de Euler-Lagrange, teoría de estabilidad de Lyapunov y herramientas de control automático. Para implementar el algoritmo de control se desarrolla una plataforma en Windows XP para comunicarnos con el robot manipulador.

Agradecimientos

Gracias a Dios por permitirme lograr otra meta más en mi vida y llegar hasta este momento tan importante para mí.

Agradezco también a mis Padres y familiares por enseñarme a perseverar y por apoyarme en todo momento.

Al Dr. Fernando Reyes Cortés, director de este trabajo por brindarme su amistad y por darme la oportunidad de colaborar en una de sus valiosas e interesantes investigaciones, por toda la experiencia científica aportada y por el tiempo dedicado para la revisión y concreción de esta tesis.

A los miembros del Jurado por sus observaciones y sugerencias que enriquecieron notablemente este trabajo.

De igual manera a cada uno de los profesores del posgrado de la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, por su apoyo y por contribuir significativamente a mi formación profesional.

A mis compañeros y amigos que estuvieron conmigo durante todo este tiempo.

Finalmente al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por su patrocinio que permitió la realización de este proyecto de Tesis.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Antecedentes	1
1.2. Contexto del tema	2
1.3. Planteamiento del problema y justificación	3
1.3.1. Problemática	3
1.3.2. Justificación	5
1.4. Objetivos	5
1.4.1. Objetivo General	5
1.4.2. Objetivos particulares teóricos	5
1.4.3. Objetivos particulares tecnológicos	6
2. Plataforma Experimental	7
2.1. Robot experimental	7
2.2. Dinámica de robots manipuladores	8
2.3. Modelo dinámico del robot experimental	10
2.4. Servomotores	13
2.5. Encoders	15
2.6. Driver o manejador	16
2.7. Tarjetas de instrumentación	17
2.7.1. Tarjetas DSP	17
2.7.2. Tarjeta LC228	18

2.8. Detalles técnicos de conexión	22
2.9. Interfaz PC-LC228	25
3. Control de Robots Manipuladores	29
3.1. Control de posición	30
3.1.1. Control punto a punto	31
3.2. Control cartesiano	32
3.3. Moldeo de energía	34
3.4. Teoría de Lyapunov	36
3.4.1. Método directo de Lyapunov	39
4. Algoritmos Autosintonizables	41
4.1. Algoritmos autosintonizables	41
5. Resultados Experimentales	52
5.1. Regulación	52
5.2. Control punto a punto	63
5.3. Control cartesiano	65
5.4. Robot industrial Fanuc	66
6. Conclusiones	72
A. Funciones de acceso a registros	74
B. Modelo dinámico de un robot de 3 grados de libertad	77
C. Publicaciones	84
Bibliografía	92

Índice de figuras

2.1. Robot de tres grados de libertad.	8
2.2. Robot de dos grados de libertad.	12
2.3. Diagrama esquemático de un servomotor de transmisión directa en aplicaciones de control.	14
2.4. Señales del encoder A y B.	15
2.5. Señales del encoder A, A* y B, B*.	16
2.6. Tarjeta LC228.	18
2.7. Salida DAC de la tarjeta LC228.	20
2.8. Interfaz para leer el encoder.	21
2.9. Registro DIGOUTD DSP:0x17.	22
2.10. Diagrama ilustrativo de conexión.	23
2.11. Algoritmo general de la interfaz que controla el robot de 3 gdl.	26
2.12. Señal para habilitar un servomotor en servo-on.	27
3.1. Lazo cerrado del controlador y el robot.	31
3.2. Robot dibujando una rosa con un controlador punto a punto.	32
3.3. Control del robot mediante el moldeo de energía.	35
3.4. Estabilidad. Estable en el sentido de Lyapunov (a), asintóticamente estable (b), inestable (c), convergente o inestable (d).	38
3.5. Función de energía de Lyapunov.	40
4.1. Estrategia de sintonía de K_p	43

4.2. Forma que debe tomar la ganancia proporcional.	48
4.3. Forma propuesta para la ganancia proporcional.	49
4.4. Forma propuesta para la ganancia derivativa.	50
5.1. Gráfica de la posición de la base con el algoritmo autosintonizable usando τ_1 . . .	53
5.2. Gráfica de la posición del hombro con el algoritmo autosintonizable usando τ_2 . .	54
5.3. Gráfica de la posición del codo con el algoritmo autosintonizable usando τ_3 . . .	55
5.4. Gráfica de la ganancia k_{p1} de la base.	56
5.5. Gráfica de la ganancia k_{p2} del hombro.	57
5.6. Gráfica de la ganancia k_{p3} del codo.	57
5.7. Error de posición de la base.	58
5.8. Error de posición del hombro.	58
5.9. Error de posición del codo.	59
5.10. Ganancia proporcional de la base.	60
5.11. Ganancia proporcional del hombro.	60
5.12. Ganancia proporcional del codo.	61
5.13. Ganancia derivativa de la base.	62
5.14. Ganancia derivativa del hombro.	62
5.15. Ganancia derivativa del codo.	63
5.16. Círculo dibujado utilizando control punto a punto.	64
5.17. Fotografía del círculo dibujado utilizando control punto a punto.	65
5.18. Trayectoria del extremo final del robot como respuesta al control cartesiano en $x=-0.3$ y $y=-0.3$	66
5.19. Robot Fanuc y consola de control	67
5.20. Robot Fanuc y consola de control	68
5.21. Consola de control Fanuc	69
5.22. Puntos grabados en el Teach Pendant de Fanuc.	70
5.23. Figura realizada por el robot Fanuc.	71

B.1. Cinemática para un robot de tres grados de libertad. 78

Capítulo 1

Introducción

1.1. Antecedentes

En las últimas décadas los robots han logrado captar la atención del mundo notablemente gracias a los avances en ciencias tales como electrónica, comunicaciones, control y robótica. Los robots se han convertido en una herramienta para trabajar, producir y realizar labores peligrosas en la tierra y fuera de ella. Los robots están transformando la forma de vida, trabajo, ya que simplifican procesos realizando actividades con gran exactitud y precisión. Por ejemplo; los robots industriales.

La mayor parte de los robots industriales son esencialmente brazos articulares. La definición de *Robot Institute of America*, un robot industrial es un manipulador programable multifuncional diseñado para mover materiales, piezas herramientas o dispositivos especiales, mediante movimientos variados, programados para la ejecución de distintas tareas.

Para que este tipo de robots realicen actividades o procesos encomendados se necesitan algoritmos de control que sean eficientes. Es por esto que surge el interés de desarrollar nuevos algoritmos de control desarrollando nuevos esquemas con mejoras de desempeño produciendo una correcta ejecución de la tarea o proceso encomendado. Basándose en lo anterior se decide abordar dicha problemática de control de robots manipuladores realizando una sintonía automática de las ganancias.

El primer sistema de control autosintonizable que salió a la luz fue en 1973, propuesto por K. J. Åström y B. Wittenmark [1], no obstante, desde la propuesta de moldeo de energía dada por Arimoto en 1981 se han propuesto nuevos controladores por distintos investigadores abordando el problema de sintonía. Actualmente, el problema de sintonización de controladores para robots manipuladores ha sido abordado en la mayoría de las ocasiones con lógica difusa [2], por otro lado, en algunos otros trabajos se destacan Santibáñez y Kelly quienes han generalizado la función estricta para el caso de regulación sin emplear el teorema de LaSalle y también han realizado la extensión a control de trayectoria, no obstante, han mantenido las ganancias constantes [3].

Hoy en día el tema de algoritmos adaptables o ajustables es conocido por parte de la comunidad científica, a tal grado que algunas empresas han patentado estos conocimientos, sin embargo, el uso de estos algoritmos de control a nivel industrial está aún en desarrollo por el nivel de complejidad que éste presenta.

Para desarrollar este algoritmo se tiene como antecedente infraestructural un robot de transmisión directa de 3 grados de libertad el cual será empleado para realizar pruebas experimentales y aplicaciones potenciales en espacio articular y cartesiano: traslado de objetos.

1.2. Contexto del tema

La literatura especializada en control automático de los últimos años sobre sintonización de las ganancias de esquemas de control se ha basado en los algoritmos PD y PID destacando el principal problema de sintonía [4], [5], [6]. No obstante, estos algoritmos no son explotados a nivel industrial y aún están en proceso de desarrollo.

En México el control de robots manipuladores es un tema clave en la investigación o ámbito científico. El desarrollo de algoritmos sintonizables ha ido desarrollándose poco a poco comenzando con el ajuste automático o self-tuning [7] [8]. Este tipo de controladores industriales han estado en el mercado por muchos años. La falta de una descripción clara

y concisa de los conceptos, implementación práctica y software para investigación de este tipo de controladores, no ha permitido que la industria nacional encuentre aplicaciones de este controlador, lo cual mejoraría notablemente los procesos de producción industrial nacional. Sin embargo, a nivel nacional e internacional existen diferentes centros de investigación donde se trabaja en este tipo de técnicas, sin embargo, existe más conocimiento en control adaptativo donde existe una planta que varía lentamente con el tiempo y el controlador trata de alcanzar un desempeño satisfactorio, como el problema de adaptación. El interés de trabajar con algoritmos autosintonizables tiene sentido, puesto que es un tema que aún no está agotado por la comunidad científica.

1.3. Planteamiento del problema y justificación

1.3.1. Problemática

Actualmente se ha generalizado el uso de robots manipuladores en varias aplicaciones que requieren movimientos repetitivos sencillos y algunos complejos. Para poder realizar este tipo de movimientos se requiere de eficientes algoritmos de control que realicen ciertas tareas en un lugar determinado en el momento preciso. Hoy en día existen muchos tipos de controladores que si bien la exigencia de la tarea no requiere una complejidad en el mismo. Por otro lado, existen procesos que cada vez son más complejos con el paso del tiempo, requiriendo así una mayor exactitud y mejor desempeño para llevar a cabo dichas tareas encomendadas. Por tal motivo, la propuesta y diseño de nuevos algoritmos de control, así como la mejora sustancial de aspectos prácticos son actividades sistemáticas y permanentes para controlar adecuadamente la tarea programada al robot.

Para realizar el diseño de algoritmos de control es necesario conocer el modelo dinámico del robot, para ello se hace uso de las ecuaciones de movimiento de Euler-Lagrange las cuales proporcionan una descripción completa entre los pares aplicados a los servomotores y el movimiento de la estructura mecánica. Posteriormente se hace uso de la estabilidad

de Lyapunov y herramientas de control automático para el correcto movimiento del robot.

Una de las técnicas más empleada para diseñar algoritmos de control es el moldeo de energía (introducida por Arimoto, 1981); consiste en proponer una función de energía potencial artificial definida positiva dependiente del error de posición y de la ganancia proporcional (matriz diagonal definida positiva).

La derivada temporal de la energía potencial artificial genera la estructura del regulador, teniendo como base el gradiente de la energía potencial, adicionalmente para mejorar el desempeño del gradiente de la energía potencial, se añade una acción de control derivativa que por medio de un término disipativo realiza el efecto de amortiguamiento o freno mecánico como función de la ganancia derivativa y de la inyección de velocidad articular del robot. Para el caso de robots que se mueven en un plano diferente al horizontal se incluye compensación del par gravitacional. Con esta estructura la ecuación en lazo cerrado (modelo dinámico del robot y algoritmo de control) genera un atractor global, es decir, el punto de equilibrio es único y asintóticamente estable.

Este tipo de metodología considera a las ganancias proporcional y derivativa como matrices constantes, lo que complica la sintonía de las ganancias, sobre todo para producir en el robot una respuesta corta en régimen transitorio sin sobretiros, y en estado estacionario sin oscilaciones ni vibraciones.

La sintonía adecuada de las ganancias es una actividad tediosa y no trivial, que en la mayoría de los casos se realiza a través de un proceso empírico. No sólo la adecuada sintonía de las ganancias influye en el desempeño del algoritmo de control, también depende del grado de exactitud en el modelado dinámico del robot, por ejemplo en la compensación de gravedad, la incertidumbre paramétrica o modelado incompleto genera errores grandes de posición, tomando en cuenta las ganancias constantes resulta insuficiente mejorar el desempeño y eficiencia del esquema de control.

En este escenario las ganancias se convierten en funciones de las variables de estado de error de posición y velocidad articular.

1.3.2. Justificación

El problema de sintonización de las ganancias de control es un tema de interés para la comunidad que aún no está agotado. Es por esto que el trabajo de tesis presentado, se justifica debido a que es una propuesta para abordar el problema de la sintonización adecuada de las ganancias para tener un desempeño adecuado en las tareas desarrolladas por el robot.

1.4. Objetivos

El presente proyecto de investigación se ubica en el área de control de robots manipuladores, donde se pretende realizar aportaciones teóricas y sus potenciales aplicaciones.

1.4.1. Objetivo General

Objetivo general teórico

Diseñar nuevos esquemas de control para robots manipuladores rígidos con ganancias autosintonizables. Para llevar acabo el objetivo general se han planteado los siguientes objetivos particulares.

1.4.2. Objetivos particulares teóricos

- Proponer una metodología de diseño para algoritmos de control de posición con ganancias autosintonizables (proporcional y derivativa) en espacio articular.
- Extender la propuesta de diseño al caso del espacio cartesiano.
- Presentar los resultados en una revista internacional del área.

1.4.3. Objetivos particulares tecnológicos

- Realizar la programación necesaria para programar al robot manipulador de 3 grados de libertad a través del ambiente de Matlab.
- Seleccionar una tarjeta de instrumentación electrónica con plataforma DSP's, FP-GA's o un adecuado microprocesador para realizar evaluación experimental de algoritmos de control con el robot manipulador dentro del ambiente de Matlab.
- Realizar una comparación tecnológica de la implementación de traslado de objetos entre un robot de transmisión directa y un robot industrial Fanuc.

Capítulo 2

Plataforma Experimental

Como se mencionó en los capítulos anteriores, el principal objetivo es diseñar un algoritmo de control autosintonizable el cual será evaluado en un robot antropomórfico de 3 grados de libertad (gdl). A continuación se describen las partes que conforman el sistema o la plataforma experimental en la cual se trabajará.

2.1. Robot experimental

La plataforma experimental sobre la que se evaluará el algoritmo consiste en un robot de transmisión directa de 3 gdl que se mueve en un espacio tridimensional. El robot consta de tres articulaciones o eslabones rígidos fabricados de aluminio 6061, unidos mediante articulaciones del tipo rotacional con servomotores de transmisión directa, para esto, es necesario 3 manejadores o servo amplificadores, uno por cada servomotor y son estos los que realizan una función de interfaz del robot con el sistema de control [3]. La fotografía del robot de tres gdl es mostrada en la figura 2.1.

Este robot se caracteriza por tener una arquitectura abierta, lo que significa que es posible evaluar cualquier algoritmo experimental de control.

Existe un gran número de estrategias de control cuya estructura matemática debe demandar par o torque al sistema electrónico. Algunas de las estrategias de control son las siguientes:

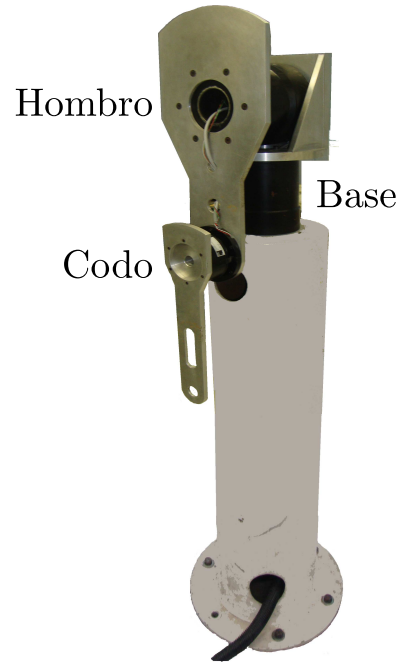


Figura 2.1: Robot de tres grados de libertad.

- $\tau = K_p \tilde{\mathbf{q}} - K_v \dot{\mathbf{q}} + \mathbf{g}(\mathbf{q})$
- $\tau = K_p \tilde{\mathbf{q}}^{2m-1} - K_v \dot{\mathbf{q}}^{2m-1} + \mathbf{g}(\mathbf{q})$
- $\tau = \text{sat}(K_p \tilde{\mathbf{q}}) - \text{sat}(K_v \dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{g}(\mathbf{q})$
- $\tau = K_p \tanh(\tilde{\mathbf{q}}) - K_v \tanh(\dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{g}(\mathbf{q})$
- $\tau = K_p \text{atan}(\tilde{\mathbf{q}}) - K_v \text{atan}(\dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{g}(\mathbf{q})$

De las cuales es posible implementar en un robot de n grados de libertad.

2.2. Dinámica de robots manipuladores

El modelo dinámico de un robot de n grados de libertad puede ser obtenido a partir de las ecuaciones de Newton, no obstante, se puede complicar cuando se aumentan los grados de libertad, por eso conviene utilizar las ecuaciones de Euler-Lagrange.

El lagrangiano de un robot manipulador de n grados de libertad está dado como la diferencia entre la energía cinética $\mathcal{K}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ y la energía potencial $\mathcal{U}(\mathbf{q})$

$$\mathcal{L}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \mathcal{K}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) - \mathcal{U}(\mathbf{q}) \quad (2.1)$$

Las ecuaciones de movimiento de Euler-Lagrange de un robot manipulador de n grados de libertad están dadas por:

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial \mathcal{L}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})}{\partial \dot{\mathbf{q}}} \right] - \frac{\partial \mathcal{L}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})}{\partial \mathbf{q}} = \boldsymbol{\tau} - \mathbf{f}(\dot{\mathbf{q}}, \boldsymbol{\tau}) \quad (2.2)$$

donde $\mathbf{q} = [q_1, q_2, \dots, q_n] \in \mathbb{R}^n$ el cual representa el vector de posiciones articulares o coordenadas generalizadas, $\dot{\mathbf{q}} = [\dot{q}_1, \dot{q}_2, \dots, \dot{q}_n] \in \mathbb{R}^n$ siendo el vector de velocidades articulares, $\boldsymbol{\tau} = [\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n] \in \mathbb{R}^n$ es el vector de pares aplicados a los motores de las articulaciones del robot, $\mathbf{f}(\dot{\mathbf{q}}, \boldsymbol{\tau}) \in \mathbb{R}^n$ representa el vector o fuerzas de fricción presentes en las articulaciones del robot.

La energía cinética está dada por la siguiente estructura cuadrática

$$\mathcal{K}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}^T M(\mathbf{q}) \dot{\mathbf{q}} \quad (2.3)$$

Donde $M(\mathbf{q}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ siendo la matriz de inercia del robot manipulador positiva y simétrica. La energía potencial $\mathcal{U}(\mathbf{q})$ depende del vector de posición \mathbf{q} , sin embargo, no tiene una forma bien definida como en el caso de la energía cinética.

Las ecuaciones de movimiento de Euler-Lagrange pueden escribirse de la siguiente forma:

$$\frac{\partial \mathcal{L}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})}{\partial \dot{\mathbf{q}}} = \frac{\partial}{\partial \dot{\mathbf{q}}} \left[\frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}^T M(\mathbf{q}) \dot{\mathbf{q}} \right] - \frac{\partial \mathcal{U}(\mathbf{q})}{\partial \dot{\mathbf{q}}} = M(\mathbf{q}) \dot{\mathbf{q}} \quad (2.4)$$

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial \mathcal{L}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})}{\partial \dot{\mathbf{q}}} \right] = M(\mathbf{q}) \ddot{\mathbf{q}} + \dot{M}(\mathbf{q}) \dot{\mathbf{q}} \quad (2.5)$$

$$\frac{\partial \mathcal{L}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})}{\partial \mathbf{q}} = \frac{\partial}{\partial \mathbf{q}} \left[\frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}^T M(\mathbf{q}) \dot{\mathbf{q}} \right] - \frac{\partial \mathcal{U}(\mathbf{q})}{\partial \mathbf{q}} \quad (2.6)$$

Donde se obtiene la siguiente forma para un robot de n grados de libertad.

$$M(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \dot{M}(\mathbf{q})\dot{\mathbf{q}} - \frac{\partial}{\partial \mathbf{q}} \left[\frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}^T M(\mathbf{q}) \dot{\mathbf{q}} \right] + \frac{\partial \mathcal{U}(\mathbf{q})}{\partial \mathbf{q}} + \mathbf{f}_f(\dot{\mathbf{q}}, \mathbf{f}_e) \quad (2.7)$$

La cual se puede representar en la ecuación 2.8 en forma compacta como usualmente se utiliza en robótica.

$$\boldsymbol{\tau} = M(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + C(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{g}(\mathbf{q}) + \mathbf{f}_f(\dot{\mathbf{q}}, \mathbf{f}_e) \quad (2.8)$$

Donde $\mathbf{q} \in \mathbb{R}^n$ es el vector de coordenadas generalizadas o posiciones articulares, $\dot{\mathbf{q}} \in \mathbb{R}^n$ es el vector de velocidades articulares, $\ddot{\mathbf{q}} \in \mathbb{R}^n$ es el vector de aceleraciones articulares, $M(\mathbf{q}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ es una matriz de inercia siendo simétrica y definida positiva, $C(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ es la matriz de fuerzas centrípeta y de Coriolis, $\mathbf{g}(\mathbf{q}) \in \mathbb{R}^n$ es el vector de fuerzas o pares gravitacionales (obtenido del gradiente de la energía potencial debido a la gravedad), $\mathbf{f}_f(\dot{\mathbf{q}}, \mathbf{f}_e) \in \mathbb{R}^n$ es el vector de pares de fricción que incluye la fricción viscosa, de Coulomb y estática (\mathbf{f}_e) de cada articulación.

2.3. Modelo dinámico del robot experimental

Considerando un robot de 2 grados de libertad mostrado en la figura 2.2 y sus parámetros expresados de acuerdo a la tabla 2.1, se puede representar la cinemática directa en la ecuación 2.9.

Notación de los eslabones	Significado
m_1	Masa del eslabón 1
l_1	Longitud del eslabón 1
I_1	Inercia del eslabón 1
l_{c1}	Centro de masa del eslabón 1
q_1	Posición articular del eslabón 1
m_2	Masa del eslabón 2

l_2	Longitud del eslabón 2
I_2	Inercia del eslabón 2
l_{c2}	Centro de masa del eslabón 2
q_2	Posición articular del eslabón 2

Tabla 2.1: Notación del robot de la figura 2.2.

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_1 \sin(q_1) + l_2 \sin(q_1 + q_2) \\ -l_1 \cos(q_1) - l_2 \cos(q_1 + q_2) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Obteniendo la velocidad lineal, se puede obtener la energía cinética la cual está dada por:

$$\begin{aligned} \mathcal{K}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) &= \frac{1}{2}[m_1 l_{c1}^2 + I_1 + I_2 + m_2 l_1^2 + m_2 l_{c2}^2 + 2m_2 l_1 l_{c2} \cos(q_2)]\dot{q}_1^2 + \frac{1}{2}[I_2 + m_2 l_{c2}^2]\dot{q}_2^2 \\ &\quad + [m_2 l_1 l_{c2} \cos(q_2) + m_2 l_{c2}^2 + I_2]\dot{q}_1 \dot{q}_2 \end{aligned} \quad (2.10)$$

Y la energía potencial $\mathcal{U}(\mathbf{q})$

$$\mathcal{U}(\mathbf{q}) = m_1 g l_{c1} [1 - \cos(q_1)] + m_2 g [(l_1 + l_{c2}) - (l_1 \cos(q_1) + l_{c2} \cos(q_1 + q_2))] \quad (2.11)$$

Usando las ecuaciones de Euler-Lagrange se obtiene la matriz de inercia

$$M(\mathbf{q}) = \begin{bmatrix} m_1 l_{c1}^2 + m_2 l_1^2 + m_2 l_{c2}^2 + 2m_2 l_1 l_{c2} \cos(q_2) + I_1 + I_2 & m_2 l_{c2}^2 + m_2 l_1 l_{c2} \cos(q_2) + I_2 \\ m_2 l_{c2}^2 + m_2 l_1 l_{c2} \cos(q_2) + I_2 & m_2 l_{c2}^2 + I_2 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

La matriz de fuerzas centrípetas y de Coriolis

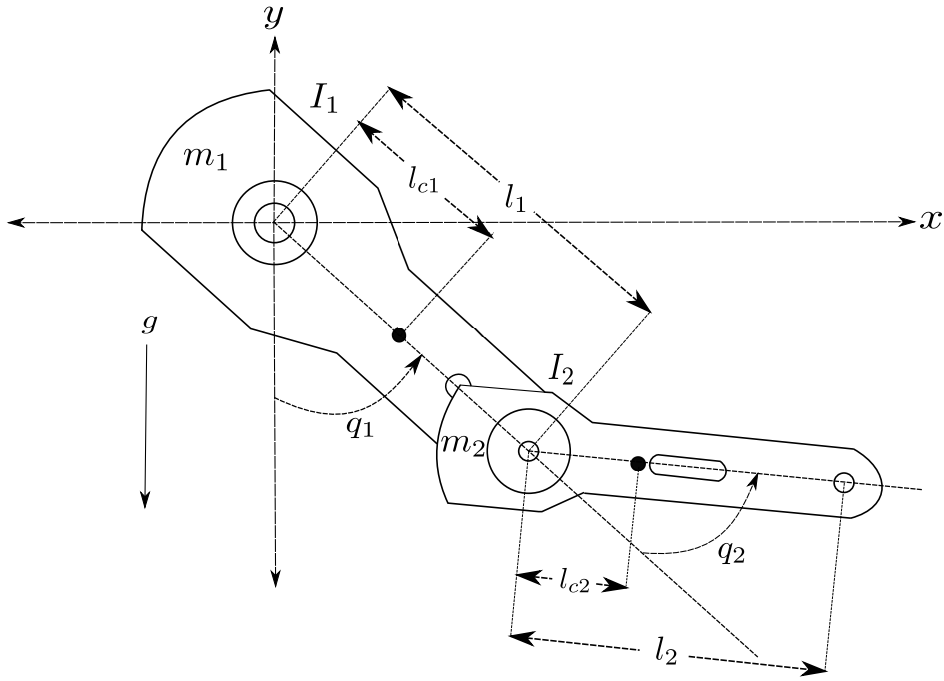


Figura 2.2: Robot de dos grados de libertad.

$$C(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \begin{bmatrix} -2m_2l_1l_{c2} \sin(q_2)\dot{q}_2 & -m_2l_1l_{c2} \sin(q_2)\dot{q}_2 \\ m_2l_1l_{c2} \sin(q_2)\dot{q}_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Sin embargo, la matriz de fuerzas centrípetas no es la única, ya que depende de la agrupación de términos.

El vector de pares gravitacionales está dado como:

$$g(\mathbf{q}) = g \begin{bmatrix} l_{c1}m_1 \sin(q_1) + m_2l_1 \sin(q_1) + m_2l_{c2} \sin(q_1 + q_2) \\ l_{c2}m_2 \sin(q_1 + q_2) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

La fricción presente en el robot es una combinación lineal de las fricciones viscosa, Coulomb y estática:

$$f_f(\dot{\mathbf{q}}, \boldsymbol{\tau}) = \begin{bmatrix} b_1\dot{q}_1 + f_{c1} \text{signo}(\dot{q}_1) + [1 - |\text{signo}(\dot{q}_1)|] \text{sat}(\tau_1; \bar{f}_1) \\ b_2\dot{q}_2 + f_{c2} \text{signo}(\dot{q}_2) + [1 - |\text{signo}(\dot{q}_2)|] \text{sat}(\tau_2; \bar{f}_2) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Donde b_1 , b_2 , f_{c1} , f_{c2} , \bar{f}_1 y \bar{f}_2 son los coeficientes de fricción viscosa, de Coulomb y fricción estática de las articulaciones del robot respectivamente

La función $\text{sat}(x; \mu)$ significa lo siguiente:

$$\text{sat}(x; \mu) = \begin{cases} \mu & \text{si } x > \mu \\ x & \text{si } -\mu \leq x \leq \mu \\ -\mu & \text{si } x < -\mu \end{cases} \quad (2.16)$$

El modelo dinámico de un robot de 3 grados de libertad puede ser consultado en el apéndice B.

2.4. Servomotores

Un servomotor está compuesto principalmente por tres elementos: motor eléctrico, sensor de posición para medir el desplazamiento articular (rotacional o lineal) y el amplificador electrónico, o servo amplificador constituido por un conjunto de microprocesadores y electrónica de potencia que se encarga de acoplar y acondicionar al motor la impedancia y señal de voltaje de baja potencia que proviene de la computadora o de un sistema mínimo digital [9]. Una de las características de estos motores es que no poseen escobillas por lo que se reduce la pérdida por fricción realizando así un mejor control. Estos servomotores pueden funcionar operar de tres formas: posición, velocidad y par. El modo posición permite mover al motor a una posición preestablecida, no obstante, no puede aplicar fuerzas para mover cargas, el modo velocidad controla el movimiento del motor sobre una velocidad deseada y tampoco ejerce fuerza para mover cargas. El modo par es el que se utiliza en robótica por la principal característica de tener arquitectura abierta, permitiendo así evaluar cualquier algoritmo de control. El modo par permite el control de trayectoria y aplicaciones complicadas como el control de impedancia, visual-servoing, teleoperación y control de fuerza. El par aplicado está dado por la siguiente ecuación.

$$\tau = kv \quad (2.17)$$

Donde k es una constante que representa la ganancia del amplificador electrónico y tiene unidades de $\frac{Nm}{V}$ (*Newton-metro/Volt*) y V es el voltaje proveniente de la computadora

que representa el comando o ley de control para llevar al robot a cierta posición. Por lo tanto, τ representa el par aplicado al servomotor y sus unidades son Nm (*Newton-metro*) y F representa la fuerza que ejerce el motor. Por otra parte, en robótica es necesario el sensado de posición, algunos de estos sensores son los potenciómetros, tacómetros, sin embargo, los sensores más comunes en robótica son los encoders.

En la figura 2.3 se muestra el diagrama esquemático de un servomotor de transmisión directa en aplicaciones de control. En este sistema es posible implementar cualquier algoritmo de control con cualquier lenguaje de programación.

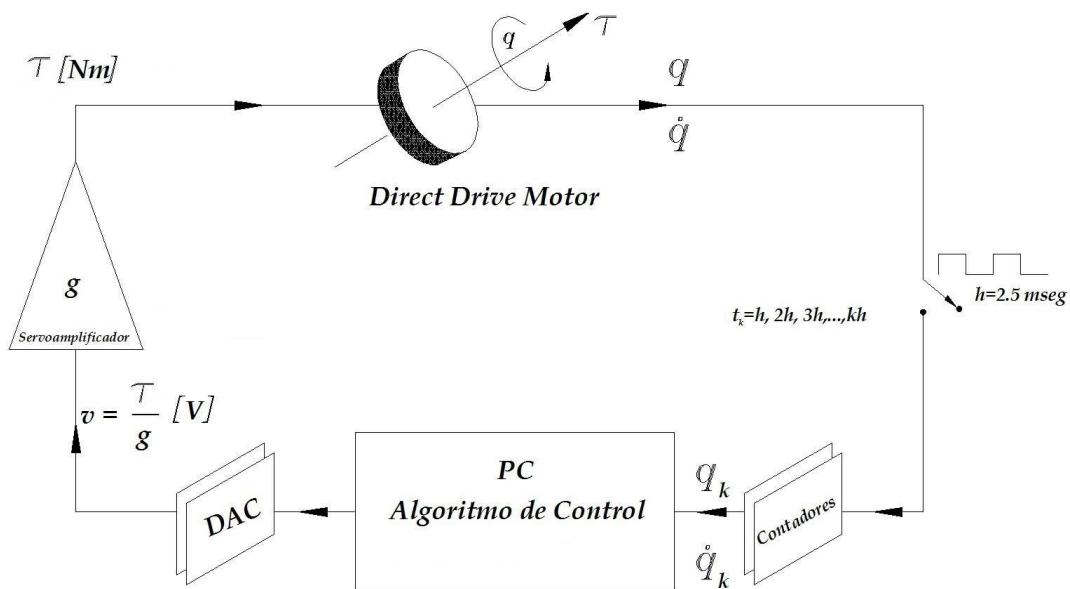


Figura 2.3: Diagrama esquemático de un servomotor de transmisión directa en aplicaciones de control.

En este sistema, las tarjetas de instrumentación mandan el voltaje v al amplificador o driver por medio de convertidores digital/análogo (DAC). El voltaje analógico v es una señal de referencia del par τ donde $v = \frac{\tau}{k}$. De esta forma el amplificador electrónico transforma la energía eléctrica en energía mecánica o par aplicado τ . Posteriormente los encoders envían la información de la posición angular, sensada cada 2.5 ms por unos contadores, los cuales envían la información muestreada a la PC formando un lazo de retroalimentación. Las características técnicas de los servomotores del robot son mostradas en la tabla 2.2.

Eslabón	Modelo	Torque (Nm)	Velocidad (rps)	Resolución (p/rev)
Base	DR1060B0	60	2	507904
Hombro	DR1100E60	100	2	614400
Codo	DM1004C6	4	2	655360

Tabla 2.2: Características de los servomotores del robot.

2.5. Encoders

Los servomotores incluyen un encoder interno que proporciona información del desplazamiento angular. Estos sensores están basados en tecnología optoelectrónica donde existe un arreglo de diodos LEDs localizados frente a un disco giratorio ranurado. En la parte posterior del disco se localiza un detector enviando un 1 lógico cuando la luz es detectada y un cero lógico en ausencia de luz, de esta manera se forma una señal de cuadratura del encoder la cual puede ser decodificada en otro elemento del sistema. Al tener un encoder que posee dos líneas de ranuras se obtienen dos señales A y B (figura 2.4). Estas señales tienen un desplazamiento de 90° entre ellas, aumentando así la resolución del encoder. Asimismo estas señales son necesarias para conocer el sentido de giro del motor.

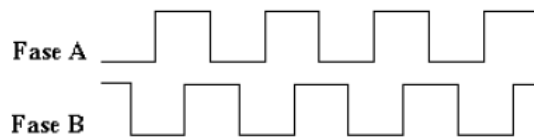


Figura 2.4: Señales del encoder A y B.

La resolución de los encoders de los motores del robot se muestra en la tabla 2.2.

2.6. Driver o manejador

El manejador recibe la señal de cuadratura proveniente de los encoders y las envía a la etapa de control del sistema, la señal de cuadratura que entrega el manejador es de forma diferencial con el fin de disminuir las radio frecuencias o interferencia electromagnética que se induce en la señal. En la figura 2.5 se muestran las señales enviadas por el manejador o amplificador.

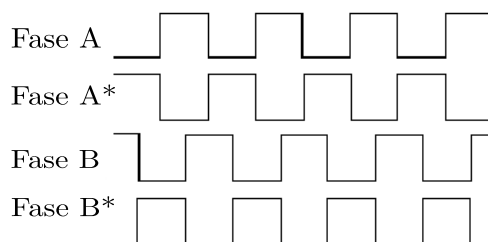


Figura 2.5: Señales del encoder A, A* y B, B*.

Cada amplificador puede ser manejado en distintas modalidades; posición, velocidad y par. Sin embargo, es necesario trabajar en la modalidad de par, para que el manejador regule el par que genera el servo en razón de una señal analógica proveniente de la etapa de control. El rango de voltaje de esta señal de control es de $\pm 10V$. Para trabajar en modo par es necesario configurar el driver, eso es posible haciendo uso de un software dado por el fabricante llamado DrvX3 Support Tool donde también se configuran algunos parámetros del amplificador. Los parámetros que se configuran son; rangos de voltaje de operación ($\pm 10V$), modo torque y en algunos se configuran canales de entrada y salida digital (servo on).

Cabe resaltar que los drivers se habilitan con una señal digital (servo on) en 1 lógico durante 0.5 segundos y 0 lógico después de dicho tiempo.

2.7. Tarjetas de instrumentación

La tarjeta de instrumentación y control incluye los acoplamientos para recibir y emitir señales, las señales adquiridas son los parámetros que son sensados en el robot. Este tipo de tarjeta también emite señales de control, ya que cuentan con convertidores digitales/análogos.

Actualmente se cuenta con una tarjeta de adquisición en esta plataforma experimental, esta tarjeta es la MFIO-3A de Precision MicroDynamics la cual cuenta con tres FPGA, un acoplamiento diferencial y un acoplamiento digital analógico, esta tarjeta establece la comunicación entre el software del sistema y el robot por medio del bus ISA, el cual es un bus de comunicación que poseen las PC Pentium II o anteriores. Este bus actualmente está discontinuado en casi todas las PC, es por esto la necesidad de elegir otra tarjeta la cual utilice el bus PCI. Unas tarjetas que ofrecen la comunicación PCI son las tarjetas DSP las cuales ofrecen distintas características en comparación con la MFIO-3A.

2.7.1. Tarjetas DSP

Un procesador digital de señales o DSP es utilizado para realizar operaciones matemáticas [10]. Estos procesadores están basados en un microprocesador que depende en gran parte del firmware instalado. Este tipo de tarjetas pueden resolver problemas de alta complejidad que en el campo analógico serían muy complicados. Los DSP suelen tener un sin fin de aplicaciones, ya que tienen la característica de estar en sistemas embebidos y ser reprogramables [11]. Los DSP se pueden encontrar en los celulares, control de motores, aplicaciones multimedia, donde se resuelven los problemas típicos tales como:

- Demanda en tiempo real con altas frecuencias de muestreo.
- Muestreo y generación de señales analógicas.
- Aplicaciones de bajo consumo y pobres niveles de señal.
- Comprensión de datos en tiempo real.

Dado que estas tarjetas presentan muchas ventajas, en este proyecto de tesis se utilizará la tarjeta LC228 la cual será descrita a continuación.

2.7.2. Tarjeta LC228

La tarjeta de adquisición y control elegida fue la LC228 mostrada en la figura 2.6 de Precision Micro Dynamics [12], esta tarjeta está diseñada pensando en el control de 4 servomotores. Por lo que cuenta con 4 DACs, decodificadores de cuadratura, entradas y salidas digitales entre lo más relevante. La tarjeta hace uso del bus PCI y trabaja con un procesador DSP en punto flotante, lo que permite trabajar a grandes velocidades en tiempo real.



Figura 2.6: Tarjeta LC228.

En la tabla 2.3 se muestra los nombres (designator) de los pines del conector.

Canal Analógico

En la tarjeta LC228 existen cuatro canales analógicos de 16 bits. Esto nos permite tener 4 servo motores conectados a la tarjeta. Cada canal tiene una tierra analógica de referencia (AGND) para tener en los motores un único eje de control. En la figura 2.7 se muestra el circuito simplificado para salida analógica en la tarjeta. En la misma figura se

Group 0		Group 1		Group 2		Group 3	
Pin	Designator	Pin	Designator	Pin	Designator	Pin	Designator
1	DAC0	26	DAC1	51	DAC2	76	DAC3
2	AGND	27	AGND	52	AGND	77	AGND
3	PULSE0	28	PULSE1	53	PULSE2	78	PULSE3
4	DIR0	29	DIR1	54	DIR2	79	DIR3
5	PCOM0	30	PCOM1	55	PCOM2	80	PCOM3
6	PCAP0	31	PCAP1	56	PCAP2	81	PCAP3
7	+5V	32	+5V	57	+5V	82	+5V
8	DGND	33	DGND	58	DGND	83	DGND
9	AMPEN0	34	AMPEN1	59	AMPEN2	84	AMPEN3
10	DIGOUT0	35	DIGOUT1	60	DIGOUT2	85	DIGOUT3
11	AMPFAIL0	36	AMPFAIL1	61	AMPFAIL2	86	AMPFAIL3
12	DIGIN0	37	DIGIN1	62	DIGIN2	87	DIGIN3
13	HOME0	38	HOME1	63	HOME2	88	HOME3
14	LIM-0	39	LIM-1	64	LIM-2	89	LIM-3
15	LIM+0	40	LIM+1	65	LIM+2	90	LIM+3
16	+5V	41	+5V	66	+5V	91	+5V
17	DGND	42	DGND	67	DGND	92	DGND
18	A0	43	A1	68	A2	93	A3
19	A*0	44	A*1	69	A*2	94	A*3
20	B0	45	B1	70	B2	95	B3
21	B*0	46	B*1	71	B*2	96	B*3
22	Z0	47	Z1	72	Z2	97	Z3
23	Z*0	48	Z*1	73	Z*2	98	Z*3
24	+5V	49	+5V	74	+5V	99	+5V
25	DGND	50	DGND	75	DGND	100	DGND

Tabla 2.3: Layout del conector.

muestra las dos señales analógicas que son; DAC y AGND. El rango de voltaje es de -10V a 10V. Únicamente se muestra un canal, ya que los demás son idénticos.

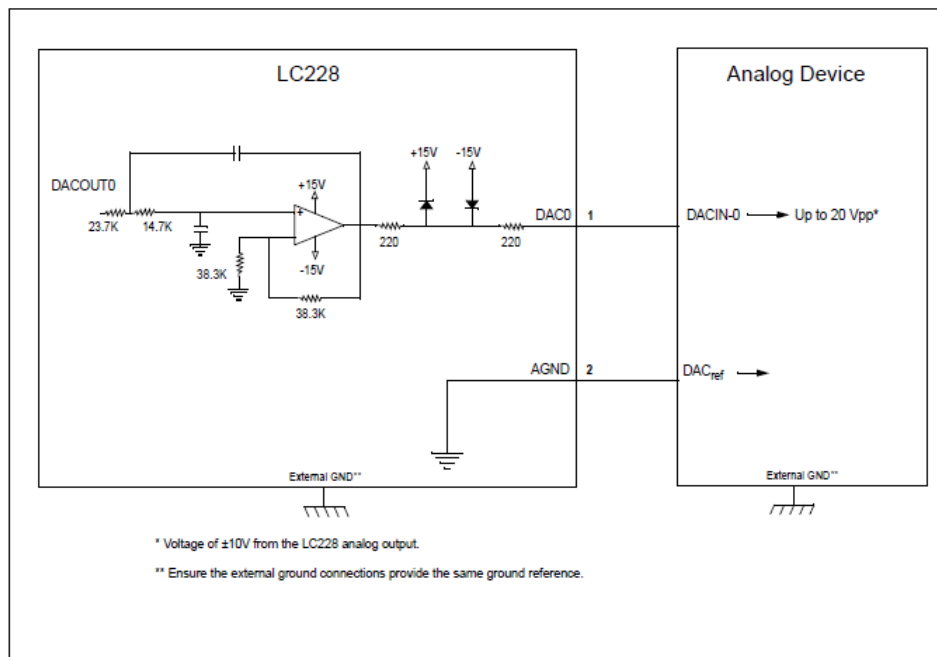


Figura 2.7: Salida DAC de la tarjeta LC228.

Para escribir en los DACs existen 4 registros (MC_DAC0 a MC_DAC3) de 16 bits. Cada uno se escribe con un valor binario por medio de librerías predefinidas por el fabricante (MCLSoftLIB).

La tarjeta LC228 no provee la corriente necesaria para conectar directamente el motor, por lo que se hace uso del driver mencionado anteriormente.

Encoders

La tarjeta LC228 tiene un conjunto de entradas para 4 encoders de cuadratura. El nivel de voltaje es de $\pm 5V$. Las entradas principales de entrada son A, A*, B, B* y Z, Z* como señal opcional. Las líneas +5V y DGND son utilizadas para suplir la potencia necesaria para los encoders de los motores.

Para manipular el registro del encoder se sigue la siguiente estructura (figura 2.8).

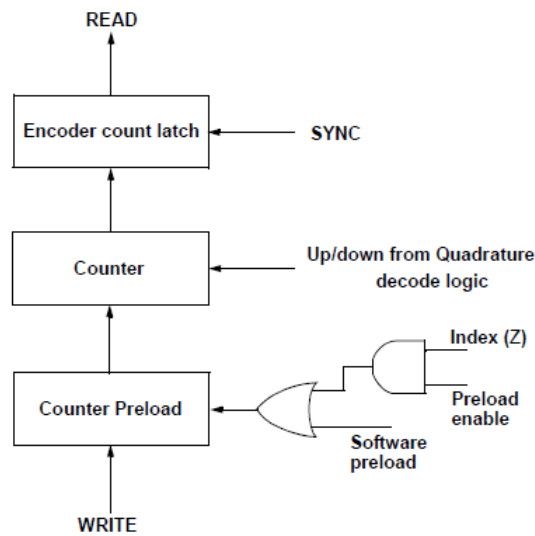


Figura 2.8: Interfaz para leer el encoder.

Donde Software preload es una señal que habilita la escritura al encoder, con el fin de precargar el contador. La estructura Counter es el contador real de los pulsos del encoder y pueden ser leídos sin la necesidad de una señal de sincronización. La señal de sincronización o SYNC se utiliza para leer el Encoder count latch, que es el valor del contador y no cambia hasta que se produzca la señal SYNC. La captura de la posición debe leerse en el registro MC_QDREG0, MC_QDREG1 y MC_QDREG2, MC_QDREG3 del DSP.

Puertos digitales de salida

El puerto de salida digital es utilizado para activar los drivers de los servo motores, los cuales se activan con un pulso de 0.5 segundos. El registro utilizado para dicha acción es el MC_DIGOUTD (figura 2.9) donde se escriben las salidas altas (1 lógico) o bajas (0 lógico) en los bits DIGOUT1, DIGOUT2, DIGOUT3.

31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21	20	19	18	17	16
NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA
15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA	DIGOUT 3	AMPEN 3	DIGOUT 2	AMPEN 2	DIGOUT 1	AMPEN 1	DIGOUT 0	AMPEN 0

Figura 2.9: Registro DIGOUTD DSP:0x17.

Timer

Existen dos timers disponibles en la tarjeta, El Programmable Interval Timer (PIT) el cual es precargado y que puede contar a 8.33 MHz con una resolución de 240ns y con un intervalo máximo de 1030 segundos. Al precargarlo e iniciarlo genera una interrupción que puede ser leída con `mcIruptReadFlags`. El segundo timer es un Watchdog (WD) timer sin embargo, al terminar su cuenta manda los DACs a 0 Volts lo que no es nada bueno en nuestra aplicación. Por tal motivo, el timer PIT es más factible de usar que el WD.

2.8. Detalles técnicos de conexión

Después de haber mostrado las características de la tarjeta de instrumentación que se usará, ahora es posible detallar la conexión de los motores del robot con dicha tarjeta. El diagrama que ilustra la conexión entre la computadora, la tarjeta de instrumentación y los motores se muestra en la figura 2.10:

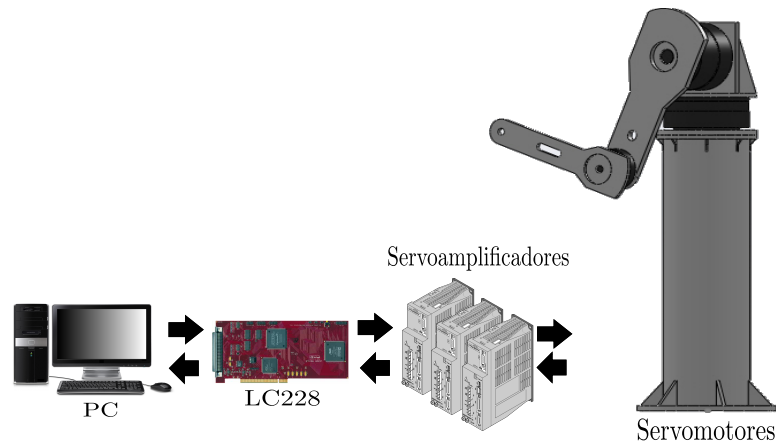


Figura 2.10: Diagrama ilustrativo de conexión.

La tarjeta LC228 está conectada al puerto PCI de la computadora donde se programa la interfaz y el algoritmo de control. En el conector de la tarjeta se conectan las señales provenientes de los encoders, señales de salida analógicas y digitales, y finalmente las fuentes de voltaje VCC y GND. La tabla 2.4 muestra la conexión entre el conector CN del servoamplificador que forma parte de la base del robot y la tarjeta LC228.

LC228	CN1
26 DAC1	49 ANALOG INPUT
27 AGND	50 GND
35 DIGOUT1	23 SERVO ON
41 +5V	24 COMP1
42 DGND	50 GND
43 A1	13 A
44 A1*	14 A*
45 B1	29 B
46 B1*	30B*
50 DGND	50 GND

Tabla 2.4: Conexión entre el amplificador de la base y la tarjeta LC228.

La tabla 2.5 muestra la conexión entre amplificador del hombro y la tarjeta LC228.

LC228	CN1
51 DAC2	49 ANALOG INPUT
52 AGND	50 GND
60 DIGOUT2	23 SERVO ON
66 +5V	24 COMP1
67 DGND	50 GND
68 A2	13 A
69 A2*	14 A*
70 B2	29 B
71 B2*	30B*
75 DGND	50 GND

Tabla 2.5: Conexión entre el amplificador del hombro y la tarjeta LC228.

La siguiente tabla 2.6 muestra la conexión entre amplificador del codo y la tarjeta LC228.

LC228	CN4
76 DAC3	35 ANALOG INPUT
77 AGND	36 GND
85 DIGOUT3	20 SERVO ON
91 +5V	1 COMP1
92 DGND	2 GND
93 A3	9 A
94 A3*	10 A*
95 B3	11 B

96 B3*	12 B*
100 DGND	36,2 GND

Tabla 2.6: Conexión entre el amplificador del codo y la tarjeta LC228.

2.9. Interfaz PC-LC228

La tarjeta LC228 tiene la ventaja de trabajar en Windows XP. El fabricante provee librerías DLL que contienen funciones para leer y escribir en el DSP de la tarjeta.

Existen muchas opciones para crear código, de acuerdo al fabricante, la librería MCI puede ser aplicada en Visual Basic C++, Visual Basic es un programa que corre fácilmente en Windows XP, por eso se realizó la interfaz en este programa.

El algoritmo programado que maneja al robot de tres grados de libertad se muestra en la figura 2.11.

Este algoritmo fue programado en Visual Basic C++, en una aplicación de consola Win32 donde se usaron librerías definidas por el fabricante, librerías usuales de Windows y además se creó una nueva librería llamada "funciones.h" la cual contiene distintas funciones utilizadas en el programa principal.

Al iniciar el programa se limpian los encoders con funciones predefinidas por el fabricante, eso se logra habilitando la carga de escritura al encoder, posteriormente se ponen los DACs a cero. Esto se hace por medio de una función creada donde se usa la instrucción `mcWriteReg` que sirve para escribir en los registros del DSP. Un ejemplo para escribir en el DAC1 seria usando la función "par_aplicado" definida en el listing 2.1:

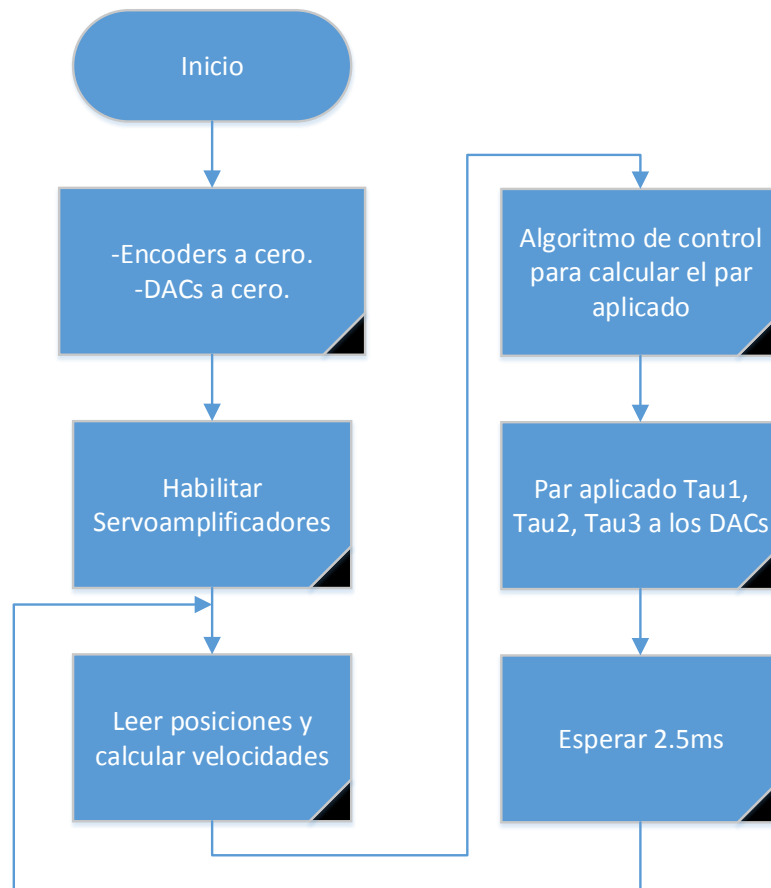


Figura 2.11: Algoritmo general de la interfaz que controla el robot de 3 gdl.

Listing 2.1: Función para escribir en el DAC1.

```

1 long par_aplicado1(float tau1)
2 {   long ldata;
3     mc_struct *pmcInfo;
4     pmcInfo=mcOpen(0,0);
5     ldata=((13107)*(voltaje+10))/4;
6     mcWriteReg(pmcInfo,MC_DAC1,ldata); //Escribir en la DAC1
7 return(ldata);
8 }

```

La función tiene un valor flotante como entrada y es procesado para poder ser escrito en el registro "MC_DAC1".

Después de limpiar encoders y dacs se habilitan los servomotores a los drivers o maneja-

dores por medio de señales digitales que entran en bit llamado "servo-on" del puerto CN del driver. Estas señales tienen la siguiente forma:

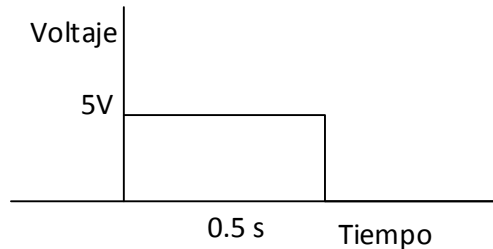


Figura 2.12: Señal para habilitar un servomotor en servo-on.

Esta señal puede ser enviada por los puertos digitales llamados DIGOUT1, DIGOUT02, DIGOUT03 con `mcWriteReg(pmcInfo,MC_DIGOUTD,DIG)` donde DIG es el valor binario a escribir en el registro DIGOUTD (Nota: Antes se activan la escritura en puertos digitales).

Una vez habilitado los servos, se comienzan a leer posiciones y a calcular velocidades. Un ejemplo para calcular la posición en grados es la siguiente función.

Listing 2.2: Función para leer la posición en grados del canal 1.

```

1 float Lee_posicion1_grados()
2 {
3     long pData2;
4     float q1;
5     pData2=0;
6     mc_struct *pmcInfo;
7     pmcInfo=mcOpen(0,0);
8     mcReadReg(pmcInfo,MC_QDCOUNT1,&pData2);
9     mcWriteReg(pmcInfo,MC_SOFTSYNC,1);
10    q1=(pData2*360.0)/507904.0;
11    return(q1);
12 }

```

Posterior a leer posiciones se calculan velocidades con el método de Euler ($\frac{Pos_n - Pos_{n-1}}{2.5ms}$) y se aplican las leyes de control para calcular los pares aplicados y se mandan a los DACs con las funciones `par_aplicado1(tau1)`, `par_aplicado2(tau2)` y `par_aplicado3(tau3)`. Después de eso, se esperan 2.5ms para volver a leer posiciones y repetir lo anterior. Los 2.5ms se miden con el timer interno de la tarjeta LC228, la cual es programada para darnos una señal de bandera (Flag) en uno de sus registros.

Las funciones creadas realizan procesos tales como; limpiar o cargar con un valor a los encoders, escribir en el puerto digital de salida, leer posiciones en grados, calcular velocidades en grados, escribir en los DACs, ajustar el timer interno de la tarjeta o ajustar un retardo de tiempo, sin embargo, por la cantidad de código se evitó escribir todas.

Capítulo 3

Control de Robots Manipuladores

Actualmente existe una gran cantidad de aplicaciones donde se hace uso de robots manipuladores que realizan actividades tales como estibado de cajas, ensamble, traslado y pintado de objetos y algunas otras actividades donde se necesita precisión y exactitud. Para que los robots realicen estas actividades de manera eficiente, se necesitan buenos algoritmos de control, que cumplan con la tarea encomendada. De ahí el interés de la comunidad científica por diseñar estrategias de control para robots manipuladores.

En la práctica un algoritmo de control puede implementarse en cualquier lenguaje de programación, tales como C, C++, C#, etcétera. Estos algoritmos pueden ser desarrollados tanto en coordenadas articulares como cartesianas. También existen distintas formas de controlar los robots manipuladores. La siguiente lista muestra las formas de controlar un robot manipulador.

- Control de Posición: Consiste en llevar el extremo final del robot desde una posición inicial hasta una posición deseada.
- Control de trayectoria: Donde el algoritmo de control involucra la dinámica completa de robot y determina una función vectorial τ de tal forma que las posiciones y velocidades de las articulaciones del robot sigan con exactitud a las posiciones y velocidades deseadas.
- Control con interacción: El cual se divide en control de fuerza/posición y control de

impedancia, donde el robot interactúa directamente con su entorno. Algunas tareas de interacción pueden ser perforación, pulido, maquinado, ensamble, etcétera.

En esta tesis se hará uso del control de posición o regulación haciendo uso de la técnica de moldeo de energía.

3.1. Control de posición

Como se mencionó anteriormente, el control de posición consiste llevar el extremo final del robot desde una posición inicial a una deseada mediante una estrategia de control τ . Considerando el modelo dinámico de un robot manipulador de n grados de libertad sin fricción y con actuadores ideales.

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

En términos de espacio $[\mathbf{q}^T \ \dot{\mathbf{q}}^T]^T$ se puede representar como

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{q} \\ \dot{\mathbf{q}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{q}} \\ M(\mathbf{q})^{-1}[\boldsymbol{\tau}(t) - C(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} - \mathbf{g}(\mathbf{q})] \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Donde

- $\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}, \ddot{\mathbf{q}} \in \mathbb{R}^n$ son los vectores de coordenadas generalizadas o posiciones, velocidades y aceleraciones articulares respectivamente.
- $M(\mathbf{q}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ es una matriz de inercia.
- $C(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ es la matriz de fuerzas centrípeta y de Coriolis.
- $\mathbf{g}(\mathbf{q})$ es el vector de fuerzas o pares gravitacionales.
- $\boldsymbol{\tau}(t) \in \mathbb{R}^n$ es un vector de fuerzas y pares aplicados. Esta función vectorial es llamada ley de control o controlador.

El problema de control de posición de un robot manipulador de n grados de libertad consiste en determinar una función vectorial $\boldsymbol{\tau}$ tal que las posiciones \mathbf{q} asociadas a las coordenadas articulares del robot lleguen asintóticamente a una posición deseada \mathbf{q}_d (constante).

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{q}(t) = \mathbf{q}_d \quad (3.3)$$

Cumpliendo $\mathbf{q}_d - \mathbf{q}(t) \rightarrow 0$ y $\dot{\mathbf{q}} \rightarrow 0$

La siguiente figura muestra el diagrama de bloques formado por el controlador y el robot en lazo cerrado.

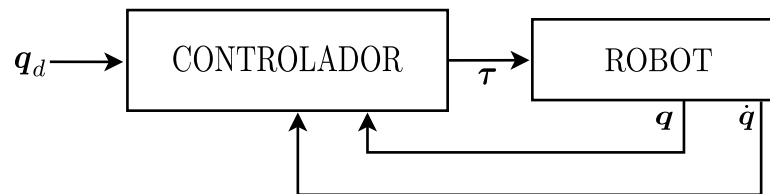


Figura 3.1: Lazo cerrado del controlador y el robot.

3.1.1. Control punto a punto

El control punto a punto puede considerarse como una aplicación de lo que se conoce como control de posición. El control punto a punto es usado para que el extremo final del robot se sitúe en posiciones deseadas q_{di} , $i = 1, 2, 3, \dots, m$. Comúnmente, las posiciones deseadas pueden obtenerse a partir de curvas o trayectorias parametrizadas. Cuando el robot se sitúe en la primera posición deseada q_{d1} , esta posición se convertirá en la nueva condición inicial y la posición deseada ahora será q_{d2} , así sucesivamente durante el seguimiento de la trayectoria $\mathbf{q}_d(t)$

Un ejemplo de este tipo de aplicación es la que se muestra en la figura 3.2 donde se muestra un robot de 3 grados de libertad dibujando una rosa polar parametrizada con las siguientes funciones: $x = 0.42 + 0.2(\cos t)(\sin 4t)$ y $y = -0.42 + 0.2(\sin t)(\cos 4t)$, donde t

es el tiempo en segundos.

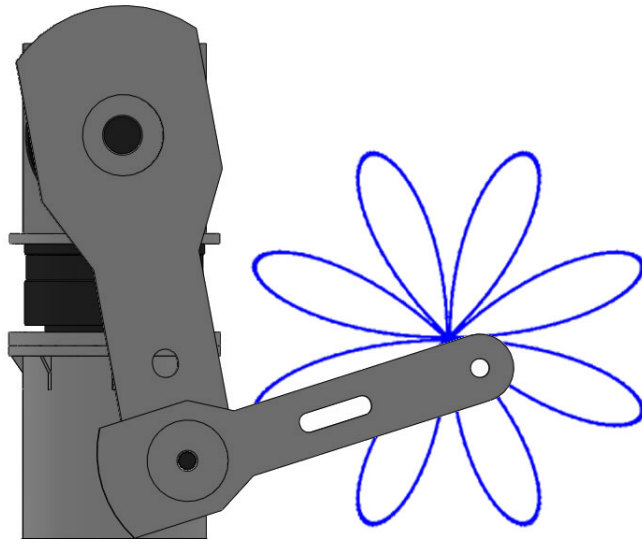


Figura 3.2: Robot dibujando una rosa con un controlador punto a punto.

Para esto, es necesario hacer uso de la cinemática inversa del robot para convertir las coordenadas cartesianas en coordenadas articulares. La cinemática inversa de un robot manipulador puede ser obtenida por un procedimiento geométrico. Para un robot de 2 grados de libertad, la cinemática inversa está dada de la siguiente forma:

$$q_3 = \arccos \frac{x^2 + y^2 - l_1^2 - l_2^2}{2l_1l_2} \quad (3.4)$$

$$q_2 = -\frac{\pi}{2} + \operatorname{atan} \frac{y}{x} - \operatorname{atan} \frac{l_2 \sin(q_3)}{l_1 + l_2 \cos(q_3)} \quad (3.5)$$

A partir de la cinemática inversa, el robot manipulador conoce la posición que es necesario moverse en grados dada una posición deseada en coordenadas cartesianas.

3.2. Control cartesiano

El control de posición puede ser implementado en coordenadas cartesianas $\chi = [x \ y \ z]^T$ con respecto a un origen de referencia situado en (0,0,0) que suele estar en el centro del

motor de la base. Para esto, es necesario hacer una relación entre coordenadas cartesianas y articulares, esto se hace mediante el estudio de la cinemática directa e inversa del manipulador. De tal forma que, el estudio de la cinemática directa, nos permita saber la posición actual del manipulador y transformar velocidades articulares en cartesianas.

La forma de relacionar las coordenadas articulares con las cartesianas es por medio de la metodología del jacobiano transpuesto sugerido por Arimoto, el cual permite convertir una estructura de control cartesiana en par aplicado a las articulaciones del manipulador. Esta metodología se explica de la siguiente forma:

$$\boldsymbol{\tau} = J^T(\mathbf{q})\mathbf{f}_{\boldsymbol{\chi}} \quad (3.6)$$

donde $J(\mathbf{q})$ es el jacobiano del robot, $\mathbf{f}_{\boldsymbol{\chi}}$ representa la fuerza en coordenadas cartesianas, $\boldsymbol{\tau}$ es el par aplicado a las articulaciones del robot [13].

De la misma forma que se plantea en coordenadas articulares, el objetivo de control consiste en encontrar una ley de control $\boldsymbol{\tau} = J^T(\mathbf{q})\mathbf{f}_{\boldsymbol{\chi}}$ tal que suministre los pares aplicados para poder mover el extremo final del robot hasta una posición deseada $\boldsymbol{\chi}_d$. El error de posición está dado como $\tilde{\boldsymbol{\chi}} = \boldsymbol{\chi} - \boldsymbol{\chi}_d$.

El objetivo de control, matemáticamente puede expresarse como:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \begin{bmatrix} \tilde{\boldsymbol{\chi}} \\ \dot{\tilde{\boldsymbol{\chi}}} \end{bmatrix} = 0 \in \mathbb{R}^{2n} \quad (3.7)$$

Donde

$$\dot{\boldsymbol{\chi}} = J(\mathbf{q})\dot{\mathbf{q}} \Rightarrow \dot{\mathbf{q}} = J^T(\mathbf{q})\dot{\boldsymbol{\chi}} \quad (3.8)$$

Llevando el error de posición $\tilde{\boldsymbol{\chi}} \rightarrow 0$ y la de velocidad $\dot{\tilde{\boldsymbol{\chi}}} \rightarrow 0$ en coordenadas cartesianas.

La técnica de moldeo de energía puede ser implementada en control cartesiano donde se considera la misma estructura pero dependiente de posiciones, errores y velocidades cartesianas como se muestra en la ecuación 3.9.

$$\mathbf{f}_\chi = \nabla \mathcal{U}_a(K_p, \tilde{\chi}) - \mathbf{f}_v(K_v, \dot{\chi}) + \mathbf{g}(\chi) \quad (3.9)$$

donde

- $K_p, K_v \in \mathbb{R}^{n \times n}$ son matrices diagonales definidas positivas.
- $\nabla \mathcal{U}_a(K_p, \tilde{\chi})$ es la energía potencial artificial en coordenadas cartesianas.
- $\mathbf{f}_v(K_v, \dot{\chi})$ es una función disipativa que realiza la acción de freno mecánico.
- $\mathbf{g}(\chi) = J^{-T}(\mathbf{q})\mathbf{g}(\mathbf{q})$ siendo la compensación de gravedad.

3.3. Moldeo de energía

Como se mencionó anteriormente, la técnica más utilizada para controlar robots manipuladores se encuentra en la metodología en moldeo de energía (*energy shaping*) la cual fue propuesta por Arimoto en 1981. Esta técnica fue perfeccionada en 1997 por Santibáñez y Kelly mediante la generalización de una función estricta de Lyapunov (Whitcomb *et al.*).

La técnica de moldeo de energía para regulación consiste en proponer una función de energía potencial artificial $\mathcal{U}_a(K_p, \tilde{\mathbf{q}})$ tal que:

$$\boldsymbol{\tau} = \nabla \mathcal{U}_a(K_p, \tilde{\mathbf{q}}) - \mathbf{f}_v(K_v, \dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{g}(\mathbf{q}) \quad (3.10)$$

Donde $\nabla \mathcal{U}_a(K_p, \tilde{\mathbf{q}}) = \frac{\partial \mathcal{U}_a(K_p, \tilde{\mathbf{q}})}{\partial \tilde{\mathbf{q}}}$ el cual representa el gradiente de la energía potencial. La función $\mathcal{U}_a(K_p, \tilde{\mathbf{q}})$ se conoce como energía potencial artificial debido que esta energía no es la energía que se obtiene del robot, más bien es una energía de diseño, esta función de energía es diferenciable y definida positiva con un mínimo y único global en el error de posición $\tilde{\mathbf{q}} = \mathbf{0} \in \mathbb{R}^n$ siendo $\tilde{\mathbf{q}} = \mathbf{q}_d - \mathbf{q}$ (posición deseada \mathbf{q}_d , posición articular \mathbf{q}), la ganancia proporcional es representada por $K_p \in \mathbb{R}^{n \times n}$ la cual es una matriz diagonal. El término $\mathbf{f}_v(K_v, \dot{\mathbf{q}})$ representa el freno mecánico a través de la inyección de velocidad de

movimiento $\dot{\mathbf{q}} \in \mathbb{R}^n$, este término depende de la ganancia derivativa $K_v \in \mathbb{R}^{n \times n}$ siendo una matriz definida positiva, $\mathbf{g}(\mathbf{q})$ representa la compensación del par gravitacional el cual está restringido para un plano horizontal donde el par gravitacional es cero [9].

Mientras tanto, el modelo dinámico de un robot manipulador rígido de n grados de libertad con la forma en espacio articular se muestra en la ecuación 2.8

Para el control de posición se hace uso de la ecuación 2.8 obtenida de la dinámica del robot y de la estructura de control 3.10 formando una ecuación en lazo cerrado expresada en variables de estado de la siguiente forma:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{q}} \\ \dot{\tilde{\mathbf{q}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dot{\tilde{\mathbf{q}}} \\ M(\mathbf{q})^{-1}[\nabla \mathcal{U}_a(K_p(\tilde{\mathbf{q}}), \tilde{\mathbf{q}}) - \mathbf{f}_v(K_v(\dot{\tilde{\mathbf{q}}}), \dot{\tilde{\mathbf{q}}}) - C(\mathbf{q}, \dot{\tilde{\mathbf{q}}})\dot{\tilde{\mathbf{q}}} - \mathbf{f}_f(\dot{\tilde{\mathbf{q}}}, \mathbf{f}_e)] \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

En la figura 3.3 se muestra en lazo cerrado la estructura de control por el moldeo de energía de la ecuación 3.10.

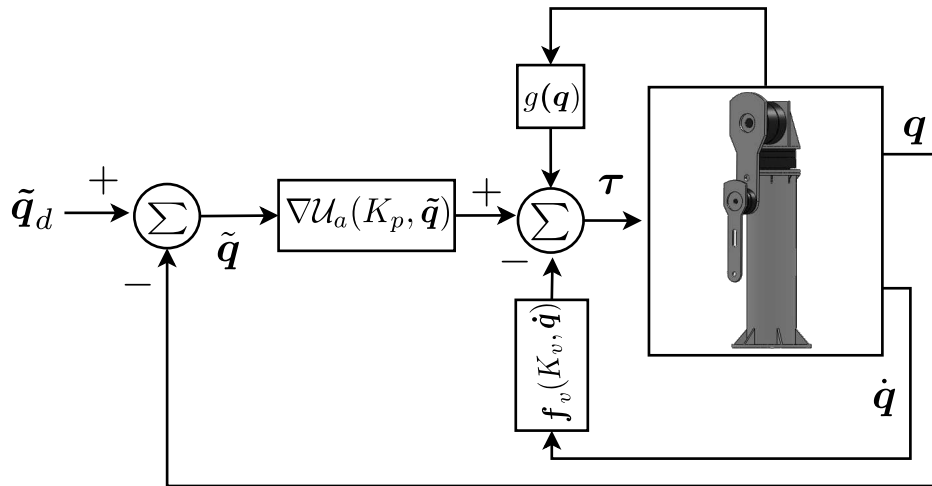


Figura 3.3: Control del robot mediante el moldeo de energía.

Si las ganancias proporcional K_p (matriz diagonal definida positiva) y derivativa K_v (matriz diagonal definida positiva) son matrices constantes, el punto de equilibrio de la ecuación en lazo cerrado 3.11 es único y asintóticamente estable en forma global. Un problema abierto que aún prevalece está relacionado con la sintonización automática de

dichas ganancias; el moldeo de energía considera ganancias constantes en la estructura de control; una generalización de esta técnica para abordar el problema de autosintonía de las ganancias es proponer una función estricta de Lyapunov, donde la energía potencial artificial incluya la ganancia proporcional como función de las variables de estado; además la ley de control también debe incluir en la función disipativa la ganancia derivativa como una función de la velocidad articular.

De manera formal el problema de control de posición con sintonía automática de las ganancias consiste en encontrar una ley de control tal que el extremo final del robot pueda posicionarse en cualquier punto de su espacio de trabajo sin importar las condiciones iniciales (espacio articular), entonces el error de posición y velocidad de movimiento asintóticamente convergen a cero como el tiempo evoluciona a infinito: $\lim_{t \rightarrow \infty} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{q}}(t) \\ \dot{\mathbf{q}}(t) \end{bmatrix} \rightarrow \mathbf{0}$

En ambos casos (articular y cartesiano) la problemática consiste en diseñar la estructura de control, con una regla de sintonía de tal forma que el punto de equilibrio exista y sea único, haciendo uso de la propuesta de la función de Lyapunov para demostrar la estabilidad asintótica global o local de la ecuación en lazo cerrado.

3.4. Teoría de Lyapunov

Este tipo de estabilidad recibe el nombre del científico ruso Alexander Mikhailovich Lyapunov (1857-1918) [14]. El concepto de estabilidad de Lyapunov es una de las teorías más destacadas y fundamentales en dinámica y control. Se ocupa principalmente en el análisis del comportamiento del sistema para determinar la estabilidad de sistemas de ecuaciones diferenciales sin necesidad de calcular explícitamente las soluciones. La estabilidad en el sentido de Lyapunov hace hincapié en las propiedades de los puntos de equilibrio y se basa en una generalización matemática del concepto de energía de sistemas mecánicos.

De la teoría clásica de la mecánica se sabe que un sistema es estable si su energía total,

una función definida positiva, es decreciente de forma continua hasta alcanzar un estado de equilibrio. A esto se le conoce como método directo de Lyapunov, donde se introduce una función de energía ficticia, denominada función de Lyapunov.

Teorema 1. *Estabilidad en el sentido de Lyapunov.*

Se dice que un estado de equilibrio \mathbf{x}_{eq} es estable en el sentido de Lyapunov, si dado un número real $\rho > 0$, existe otro número real $\delta > 0$, de forma que para todo estado inicial $\mathbf{x}(t_0)$ para el que se cumpla

$$\|\mathbf{x}(t_0) - \mathbf{x}_{eq}\| < \delta, \quad (3.12)$$

también se cumple

$$\|\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_{eq}\| < \rho, \forall t > t_0 \quad (3.13)$$

donde $\|\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_{eq}\|$ es la norma euclidiana, que se define por

$$\|\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_{eq}\| = \sqrt{(x_1(t) - x_{1eq})^2 + (x_2(t) - x_{2eq})^2 + \dots + (x_n(t) - x_{neq})^2} \quad (3.14)$$

En la figura 3.4, el teorema anterior implica que es considerado estable en el sentido de Lyapunov a todo estado de equilibrio cuyas trayectorias que se originen en sus cercanías, dentro de la región $S(\delta)$, no abandonan un entorno de dicho estado, región $S(\rho)$, cuando el tiempo aumenta de forma indefinida. La estabilidad tal como se define en el sentido de Lyapunov no suele ser una condición suficiente para los sistemas de control, por lo que se utiliza el concepto de estabilidad asintótica.

Teorema 2. *Estabilidad asintótica.*

Un estado de equilibrio \mathbf{x}_{eq} se dice que es asintóticamente estable, si es estable en el sentido de Lyapunov y toda trayectoria que comience dentro de la región $S(\delta)$, converge hacia \mathbf{x}_{eq} sin abandonar $S(\rho)$ en ningún momento. De forma más precisa, se dice que \mathbf{x}_{eq}

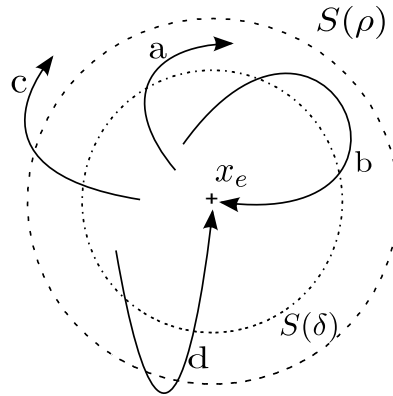


Figura 3.4: Estabilidad. Estable en el sentido de Lyapunov (a), asintóticamente estable (b), inestable (c), convergente o inestable (d).

es asintóticamente estable, si dados dos números reales $\rho > \eta > 0$ tan pequeños como se desee, existe un número real $\delta > 0$ y un instante de tiempo t_f , de forma que se cumple 3.12, 3.13 y la siguiente expresión:

$$\|\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_{eq}\| < \eta, \forall t > t_f \quad (3.15)$$

Teorema 3. *Estabilidad asintótica global.*

Un estado de equilibrio se dice que es asintóticamente estable de forma global, si es estable y toda solución converge hacia \mathbf{x}_e al incrementar el tiempo indefinidamente, es decir, si la región $S(\delta)$ es todo el espacio de estado. Obviamente, para que haya estabilidad asintótica global es condición necesaria que haya un solo estado de equilibrio en todo el espacio de estado. La estabilidad asintótica global es una cualidad deseable en todo sistema de control sin embargo, no siempre puede conseguirse o demostrarse dicha cualidad. En estos casos, el problema se aborda en determinar una región de estabilidad asintótica.

Teorema 4. *Inestabilidad.*

Se dice que un estado de equilibrio \mathbf{x}_{eq} es inestable, si dado un número real $\rho > 0$ y cualquier otro número real $\delta > 0$, existe un estado $\mathbf{x}(t_0)$ en la vecindad de \mathbf{x}_{eq} , es decir, que satisface 3.12, para que las trayectorias que parten de $\mathbf{x}(t_0)$ cumplen

$$\|\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_{eq}\| > \rho, \quad (3.16)$$

en algún instante de $t > t_0$, superando el límite dado por ρ . Estas trayectorias no tienen porqué tender a infinito, sólo basta con que se alejen de \mathbf{x}_{eq} más allá de la región $S(\rho)$.

3.4.1. Método directo de Lyapunov

En mecánica se sabe que un sistema es estable si su energía total, una función definida positiva, es decreciente de forma continua hasta alcanzar un estado de equilibrio. El método de Lyapunov introduce una función de energía ficticia denominada función de Lyapunov. Sea una región S cerrada del espacio de estado, sin huecos, con un estado de equilibrio \mathbf{x}_{eq} no el mismo borde; una función escalar $V(\mathbf{x}(t))$ es una función de Lyapunov del sistema en S , si:

- La función es definida positiva en toda la región, excepto en \mathbf{x}_e , donde es nula:

$$V(\mathbf{x}(t)) = 0 \quad \text{para} \quad \mathbf{x}(t) = \mathbf{x}_{eq} \quad (3.17)$$

$$V(\mathbf{x}(t)) > 0 \quad \text{para} \quad \mathbf{x}(t) \neq \mathbf{x}_{eq} \quad (3.18)$$

- Su derivada es definida negativa en toda la región:

$$\frac{dV(\mathbf{x}(t))}{dt} < 0, \forall \mathbf{x} \in S \quad (3.19)$$

- Es continuamente diferenciable en $\mathbf{x}(t)$:

$$\exists \frac{\partial V(\mathbf{x}(t))}{\partial \mathbf{x}_i}, \forall \mathbf{x}_i \quad (3.20)$$

En la figura 3.5 se muestra una posible función de Lyapunov para un sistema de 2° orden donde el estado de equilibrio está situado en el origen de coordenadas. Al encontrar una función de Lyapunov alrededor del estado de equilibrio, significa que el sistema

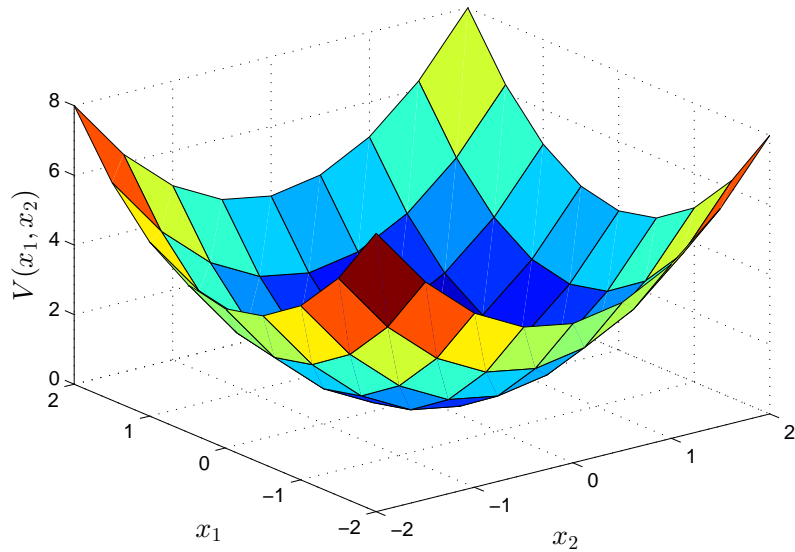


Figura 3.5: Función de energía de Lyapunov.

será estable en las cercanías de dicho estado. El método directo establece una condición suficiente, pero no necesaria. Al no encontrar dicha función, no significará que el sistema sea no estable. También se exige que $V(\mathbf{x})$ sea estrictamente decreciente. Esto significa lo siguiente:

$$\frac{dV(\mathbf{x}(t))}{dt} = 0 \quad \text{para} \quad \mathbf{x}(t) = \mathbf{x}_{eq} \quad (3.21)$$

$$\frac{dV(\mathbf{x}(t))}{dt} < 0 \quad \text{para} \quad \mathbf{x}(t) \neq \mathbf{x}_{eq} \quad (3.22)$$

siendo el sistema asintóticamente estable. Además que la función de Lyapunov debe cumplir que:

$$\lim_{\|\mathbf{x}(t)\| \rightarrow \infty} V(\mathbf{x}(t)) = \infty \quad (3.23)$$

de esta forma se asegura que las curvas o superficies de nivel correspondientes a un mismo valor de $V(\mathbf{x})$ sean cerradas.

Capítulo 4

Algoritmos Autosintonizables

4.1. Algoritmos autosintonizables

El objetivo de control de un robot manipulador consiste en encontrar una ley de control τ que proporcione los pares aplicados a las articulaciones del robot, de tal forma que mueva el extremo final del robot desde una posición inicial hasta una posición deseada.

En términos formales se tiene lo siguiente: $\lim_{t \rightarrow \infty} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{q}}(t) \\ \dot{\mathbf{q}}(t) \end{bmatrix} \rightarrow \mathbf{0}$

Donde

- $\dot{\mathbf{q}}(t) \in \mathbb{R}^n$ es el vector de velocidades articulares
- $\tilde{\mathbf{q}}(t)$ es la diferencia entre la posición deseada \mathbf{q}_d y la posición actual $\mathbf{q}(t)$ del robot
 $\tilde{\mathbf{q}}(t) = \mathbf{q}_d - \mathbf{q}(t)$.

Como se mencionó en el capítulo 1.4, la técnica más utilizada para controlar robots manipuladores se encuentra en la metodología de moldeo de energía propuesta por Arimoto en 1981 y perfeccionada por Santibáñez y Kelly mediante la generalización de una función estricta de Lyapunov. Con esta técnica es posible implementar un gran número de controladores. Uno de ellos es el controlador PD. Este algoritmo de control es el esquema de control más común que existe hoy en día y que se puede aplicar a robots manipuladores ya que la ecuación en lazo cerrado del modelo dinámico del robot manipulador y el controlador proporcional derivativo tiene un punto de equilibrio global y asintóticamente

estable.

El controlador proporcional derivativo más compensación de gravedad está dado por la siguiente ecuación:

$$\tau = K_p \tilde{\mathbf{q}} - K_v \dot{\mathbf{q}} + \mathbf{g}(\mathbf{q}) \quad (4.1)$$

Donde K_p representa la ganancia proporcional, K_v es la ganancia derivativa o freno mecánico y finalmente el término $\mathbf{g}(\mathbf{q})$ representando la compensación de gravedad.

El controlador PD puede modificarse a uno de los controladores saturados más comunes

$$\tau = K_p \tanh(\tilde{\mathbf{q}}) - K_v \tanh(\dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{g}(\mathbf{q}) \quad (4.2)$$

El principal objetivo de esta tesis es encontrar un algoritmo para sintonizar automáticamente las ganancias K_p y K_v de un controlador PD o alguno de sus variantes. El problema de autosintonización puede ser abordado de distintas formas con distintos métodos, sin embargo, en este proyecto de tesis se pretende resolver el problema haciendo que las ganancias del controlador dependan del error de posición y de la velocidad de movimiento. De acuerdo con la teoría de control, se sabe que si el error es demasiado grande, el término proporcional K_p proporcionará energía suficiente al eslabón para llevarlo a una posición donde el error sea cero o muy pequeño. Por otro lado, el término K_v realizará la acción de freno mecánico sobre el eslabón.

Para describir la idea de autosintonización, se trabajará únicamente con K_p , dado que la autosintonización de K_v se aplica la misma idea.

Una forma de sintonizar la ganancia K_p se describe en la figura 4.1.

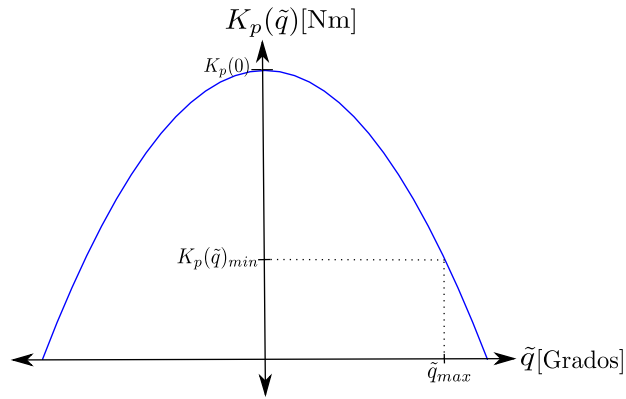


Figura 4.1: Estrategia de sintonía de K_p .

donde la ganancia K_p es una función de \tilde{q} . La dependencia se realiza de manera evidente y de la siguiente forma: Si el error \tilde{q} es cero, entonces $K_p(\tilde{q})$ es una constante $K_p(0)$. Si el error \tilde{q} tiene un valor \tilde{q}_{max} entonces, la función $K_p(\tilde{q})$ tomará un valor $K_p(\tilde{q})_{min}$. Si \tilde{q} comienza a disminuir, la función $K_p(\tilde{q})$ se aproximará al valor constante $K_p(0)$. Para esto, es necesario conocer el error máximo \tilde{q}_{max} para poder ajustar la curva $K_p(\tilde{q})$ evitando tener un valor negativo $-K_p(\tilde{q})$ en \tilde{q}_{max} , deseando siempre estar en la región donde $K_p(\tilde{q}) > 0$. La ecuación que representa la curva mostrada anteriormente en la figura 4.1 es la siguiente:

$$K_p(\tilde{q}) = K_p(0) - \alpha\tilde{q}^2 \quad (4.3)$$

Donde $\alpha \in \mathbb{R}_+$ y afecta la abertura de la curva. Para la implementación se toma la parte K_p positiva, de lo contrario se tendrá inestabilidad. El planteamiento anterior se aplica de la misma forma para la ganancia K_v con la única diferencia de que K_v no dependerá del error sino de la velocidad $K_p(\dot{q})$, por ahora la ganancia derivativa se omitirá para poder describir la idea de autosintonización y K_v tomará un valor constante.

La ecuación en lazo cerrado para un robot de n grados de libertad haciendo uso de la dinámica auxiliar, queda de la siguiente forma:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{q} \\ \dot{q} \\ \mathbf{K}_p(\tilde{q}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dot{q} \\ M(\mathbf{q})^{-1}[\nabla \mathcal{U}_a(K_p(\tilde{q}), \tilde{q}) - \mathbf{f}_v(K_v(\dot{q}), \dot{q}) - C(\mathbf{q}, \dot{q})\dot{q} - B\dot{q}] \\ \alpha \dot{q} \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Para demostrar que existe el punto de equilibrio se tomará el modelo del péndulo para simplificar operaciones.

$$\tau = I\ddot{q} + b\dot{q} + g(q) \quad (4.5)$$

Donde I es el momento de inercia, b el coeficiente de fricción viscosa y $g(q)$ la componente de gravedad. Con la ley de control PD.

$$\tau = k_p \tilde{q} - k_v \dot{q} + g(q) \quad (4.6)$$

Igualando las ecuaciones anteriores y sustituyendo $k_p = k_p(0) - \frac{\alpha}{2}\tilde{q}^2$

$$\tau = k_p(0)\tilde{q} - \frac{\alpha}{2}\tilde{q}^3 - k_v\dot{q} + g(q) = I\ddot{q} + b\dot{q} + g(q)$$

La ecuación en lazo cerrado formada por el modelo dinámico del péndulo y el control con ganancia K_p autosintonizable es la siguiente:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{q} \\ \dot{q} \\ k_p(\tilde{q}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dot{q} \\ [k_p(0)\tilde{q} - \frac{\alpha}{2}\tilde{q}^3 - k_v\dot{q} - b\dot{q}] \frac{1}{I} \\ \alpha \tilde{q} \dot{q} \end{bmatrix}$$

Para demostrar la existencia y unicidad del punto de equilibrio se considera lo siguiente:

- De la ecuación en lazo cerrado $-\dot{q} = -1\dot{q} = 0 \Leftrightarrow \dot{q} = 0$.
- La componente de inercia I es definida positiva.
- La ganancia proporcional es definida positiva $K_p > 0$, de igual manera para la ganancia derivativa $K_v > 0$.

- Puesto que $\dot{q}=0$, entonces la función disipativa $f_v(K_v, \dot{q}) \Leftrightarrow \dot{q} = 0$, entonces, $[k_p(0)\tilde{q} - \frac{\alpha}{2}\tilde{q}^3 - k_v\dot{q} - b\dot{q}] \frac{1}{I} = 0 \Leftrightarrow \tilde{q} = 0$ y $\dot{q} = 0$.
- Por otro lado, $\alpha\tilde{q}\dot{q} = 0$ ya sea que $\tilde{q} = 0$ o que $\dot{q} = 0$.

Por lo tanto el punto de equilibrio de la ecuación en lazo cerrado existe, sin embargo, no es único.

De manera formal, la idea de sintonización puede obtenerse desde una función candidata de Lyapunov que sirve para demostrar la estabilidad del punto de equilibrio en un péndulo simple. Esta demostración puede verse a continuación. Considérese la siguiente ecuación del modelo dinámico para un péndulo simple:

$$\tau = I_p\ddot{q} + b\dot{q} + g(q) \quad (4.7)$$

Aplicando la técnica de moldeo de energía se propone el siguiente controlador proporcional-derivativo PD:

$$\tau = K_p(\tilde{q})\tilde{q} - K_v\tilde{q} + g(q) \quad (4.8)$$

Haciendo uso de la dinámica auxiliar, la ecuación en lazo cerrado del modelo dinámico 4.7 y del controlador 4.8 expresada en variables de estado queda de la siguiente forma:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{q} \\ \dot{q} \\ K_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dot{q} \\ \frac{1}{I_p} [K_p\tilde{q} - K_v\dot{q} - b\dot{q}] \\ \epsilon f(\tilde{q})\dot{\tilde{q}} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Donde I_p es la inercia del péndulo y está dado como $I_p = ml_c^2 + I$, $\epsilon \in \mathbb{R}_+$.

Para conocer la existencia del punto de equilibrio, se llevan a cabo las siguientes consideraciones:

- La primera componente de la ecuación 4.9 $-1\dot{q} = 0 \Leftrightarrow \dot{q} = 0$.
- En el segundo término de la ecuación 4.9 $I_p \in \mathbb{R}_+$ y $\frac{1}{I_p} [K_p\tilde{q} - K_v\dot{q} - b\dot{q}] = 0 \Leftrightarrow \dot{q} = 0, \tilde{q} = 0$.

- El tercer término $\epsilon f(\tilde{q})\dot{\tilde{q}}$ es una función impar que por definición $f(0) = 0$, entonces $\epsilon f(\tilde{q})\dot{\tilde{q}} = 0$ sólo si $\tilde{q} = 0$ o $\dot{\tilde{q}} = 0$.

Por lo tanto, el punto de equilibrio de la ecuación en lazo cerrado 4.9 existe mas no es único.

Para demostrar que el punto de equilibrio es asintóticamente estable, considérese la siguiente función candidata de Lyapunov.

$$V(\tilde{q}, \dot{\tilde{q}}) = I_p \dot{\tilde{q}}^2 + \frac{1}{2} K_p(\tilde{q}) \tilde{q}^2 - \frac{1}{2} \epsilon \int_0^{\tilde{q}} \tilde{q}^2 f(\tilde{q}) d\tilde{q} \quad (4.10)$$

Donde $f(\tilde{q})$ es una función impar y en $f(0) = 0$, mientras $\epsilon \in \mathbb{R}^+$.

Véase que el primer término es definido positivo, mientras que el segundo y el tercero son definidos positivos para una región ϵ . Esto significa lo siguiente:

$$\frac{1}{2} K_p(\tilde{q}) \tilde{q}^2 - \frac{1}{2} \epsilon \int_0^{\tilde{q}} \tilde{q}^2 f(\tilde{q}) d\tilde{q} > 0 \quad (4.11)$$

$$\frac{1}{2} K_p(\tilde{q}) \tilde{q}^2 > \frac{1}{2} \epsilon \int_0^{\tilde{q}} \tilde{q}^2 f(\tilde{q}) d\tilde{q} \quad (4.12)$$

$$K_p(\tilde{q}) > \epsilon \int_0^{\tilde{q}} f(\tilde{q}) d\tilde{q} \quad (4.13)$$

Para que la función candidata de Lyapunov sea definida positiva, entonces debe de existir algún ϵ tal que:

$$\frac{|K_p(\tilde{q})|}{\left| \int_0^{\tilde{q}} f(\tilde{q}) d\tilde{q} \right|} > \epsilon > 0 \quad (4.14)$$

Sin embargo, no se necesita conocer el valor de ϵ , sólo es suficiente su existencia. Por lo tanto se demuestra que la función candidata de Lyapunov es definida positiva.

La derivada de la función candidata de Lyapunov 4.1 queda de la siguiente forma:

$$\dot{V}(\tilde{q}, \dot{\tilde{q}}) = I_p \dot{\tilde{q}} [K_p(\tilde{q}) \tilde{q} - K_v(\dot{\tilde{q}}) \dot{\tilde{q}} - b \dot{\tilde{q}}] / I_p + K_p(\tilde{q}) \tilde{q} \dot{\tilde{q}} + \frac{1}{2} \dot{\tilde{q}}^2 \left[\frac{\partial}{\partial \tilde{q}} K_p(\tilde{q}) \right] \dot{\tilde{q}} - \frac{1}{2} \epsilon \tilde{q}^2 f(\tilde{q}) \dot{\tilde{q}} \quad (4.15)$$

$$\dot{V}(\tilde{q}, \dot{q}) = \dot{q}K_p(\tilde{q})\tilde{q} - \dot{q}K_v(\dot{q})\dot{q} - \dot{q}b\dot{q} - K_p(\tilde{q})\tilde{q}\dot{q} - \frac{1}{2}\tilde{q}^2 \left[\frac{\partial}{\partial \tilde{q}} K_p(\tilde{q}) \right] \dot{q} + \frac{1}{2}\varepsilon\tilde{q}^2 f(\tilde{q})\dot{q} \leq 0 \quad (4.16)$$

$$\dot{V}(\tilde{q}, \dot{q}) = -\dot{q}K_v(\dot{q})\dot{q} - \dot{q}b\dot{q} - \frac{1}{2}\tilde{q}^2 \left[\frac{\partial}{\partial \tilde{q}} K_p(\tilde{q}) \right] \dot{q} + \frac{1}{2}\varepsilon\tilde{q}^2 f(\tilde{q})\dot{q} \leq 0 \quad (4.17)$$

Para que la ecuación 4.17 sea cierta y que el punto de equilibrio cumpla estabilidad asintótica local, se propone lo siguiente:

$$-\frac{1}{2}\tilde{q}^2 \left[\frac{\partial}{\partial \tilde{q}} K_p(\tilde{q}) \right] \dot{q} + \frac{1}{2}\varepsilon\tilde{q}^2 f(\tilde{q})\dot{q} = 0 \quad (4.18)$$

$$-\frac{1}{2}\tilde{q}^2 \left[\frac{\partial}{\partial \tilde{q}} K_p(\tilde{q}) \right] \dot{q} = -\frac{1}{2}\varepsilon\tilde{q}^2 f(\tilde{q})\dot{q} \quad (4.19)$$

$$\frac{\partial}{\partial \tilde{q}} K_p(\tilde{q}) = \varepsilon f(\tilde{q}) \quad (4.20)$$

$$\int_0^{\tilde{q}} \partial K_p(\tilde{q}) = \varepsilon \int_0^{\tilde{q}} f(\tilde{q})\partial \tilde{q} \quad (4.21)$$

$$K_p(\tilde{q}) - K_p(0) = \varepsilon \int_0^{\tilde{q}} f(\tilde{q})\partial \tilde{q} \quad (4.22)$$

$$K_p(\tilde{q}) = K_p(0) + \varepsilon \int_0^{\tilde{q}} f(\tilde{q})\partial \tilde{q} \quad (4.23)$$

Donde se puede notar un parentesco a la ecuación 4.2, la única diferencia es que en la ecuación 4.23 se tiene un signo +. La propuesta de sintonización 4.23 dice que la función $K_p(\tilde{q})$ puede tener la forma de la figura 4.2, la cual es una función par que en $K_p(0) = K$ donde K es una constante positiva. Sin embargo, se puede acotar esta función con el fin de que $K_p(\tilde{q})$ no se vaya a infinito, para esto, se pueden proponer diversas funciones con estas características.

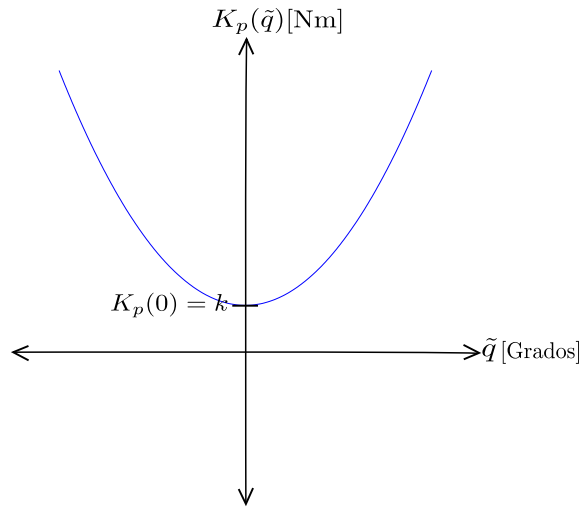


Figura 4.2: Forma que debe tomar la ganancia proporcional.

Con base a lo anterior, K_p tendrá una forma cuadrática o par y que dependerá siempre del error de posición \tilde{q} . También se sabe que cuando el error sea mínimo, la ganancia proporcional será mínima y cuando el error sea máximo, entonces la ganancia proporcional será la máxima [15]. De acuerdo a la relación anterior se propone la siguiente función para $K_p(\tilde{q})$ cuya forma se muestra en la figura 4.3.

$$K_p(\tilde{q}_i) = k_p^*(1 - \beta e^{-\beta \tilde{q}_i^2}) \quad (4.24)$$

Donde k_p^* y β son números reales positivos. La variable k_p^* puede representar $\frac{0.8(\tau_{max})}{\tilde{q}}$, donde τ_{max} es el par máximo del motor, ya que esta variable determinará el valor máximo que puede tomar la ganancia proporcional, β es una constante que mueve el rango de K_p y está acotada en $0 < \beta < 1$, entre mas grande sea β , el valor mínimo de la ganancia proporcional tenderá a ser menor. El valor que toma β es ajustado de manera aleatoria de manera que la respuesta del sistema sea favorable, el usuario puede probar distintos valores en incrementos de .1. Al estar acotada la variable, representa una ventaja para la sintonía de un controlador, ya que el usuario sólo sintoniza en el rango $0 < \beta < 1$.

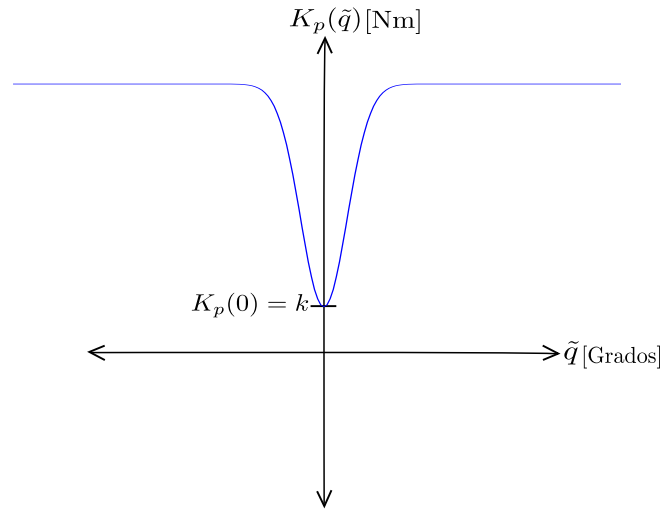


Figura 4.3: Forma propuesta para la ganancia proporcional.

La ganancia K_v es posible relacionarla con la velocidad, debido a que el freno mecánico reacciona de acuerdo a la inyección de \dot{q} . Por lo tanto, utilizando la estructura anterior se propone lo siguiente:

$$K_v(\dot{q}_i) = k_v^*(1 - \alpha e^{-\alpha \dot{q}_i^2}) \quad (4.25)$$

Donde $0 < \alpha < 1$ y k_v^* puede ser un porcentaje de k_p^* , por ejemplo $k_v^* = 0.8k_p^*$. La forma de $K_v(\dot{q}_i)$ se muestra en la figura 4.4.

Tomando en cuenta las propuestas de sintonía mencionadas anteriormente, el controlador 4.8 puede tomar la siguiente forma:

$$\tau = K_p(\tilde{\mathbf{q}}) \tanh(\tilde{\mathbf{q}}) - K_v(\dot{\mathbf{q}}) \tanh(\dot{\mathbf{q}}) + g(\mathbf{q}) \quad (4.26)$$

La ecuación en lazo cerrado formada por el modelo dinámico del robot de 3 gdl mostrado en la ecuación 2.8 con la estructura de control 4.26 genera un punto de equilibrio estable en el sentido de Lyapunov y se expresa de la siguiente forma:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{q}} \\ \dot{\mathbf{q}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dot{\mathbf{q}} \\ M(\mathbf{q})^{-1} [K_p(\tilde{\mathbf{q}}) \tanh(\tilde{\mathbf{q}}) - K_v(\dot{\mathbf{q}}) \tanh(\dot{\mathbf{q}}) - B\dot{\mathbf{q}} - C(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}}] \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

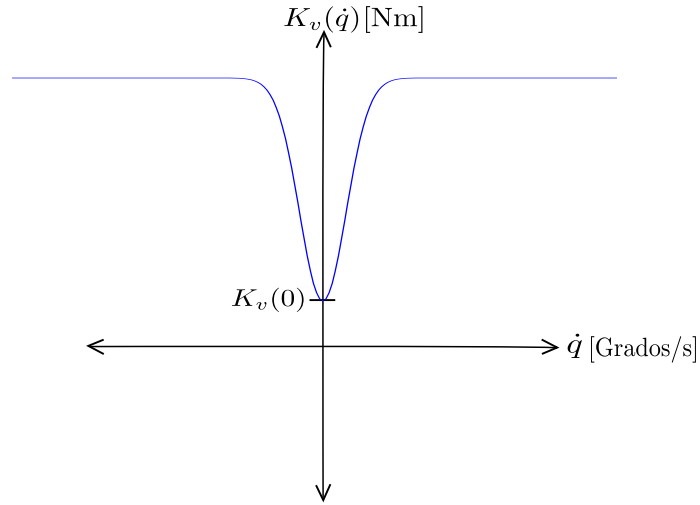


Figura 4.4: Forma propuesta para la ganancia derivativa.

Donde el punto de equilibrio existe y es único.

Una forma general de demostrar la estabilidad del punto de equilibrio de la ecuación en lazo cerrado 4.27 en el sentido de Lyapunov para un robot de n grados de libertad considerando ganancias constantes se muestra a continuación:

Proponiendo la siguiente función candidata de Lyapunov

$$V(\tilde{\mathbf{q}}, \dot{\mathbf{q}}) = \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}^T M(\mathbf{q}) \dot{\mathbf{q}} + \int_0^{\tilde{\mathbf{q}}} \tanh(\tilde{\mathbf{q}})^T K_p(\tilde{\mathbf{q}}) d\tilde{\mathbf{q}} \quad (4.28)$$

Donde $\frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}^T M(\mathbf{q}) \dot{\mathbf{q}} > 0$ y es definido positivo debido a que la energía cinética $M(\mathbf{q})$ es definida positiva. El segundo término es la energía potencial artificial, por diseño es definido positivo, por lo tanto la función $V(\tilde{\mathbf{q}}, \dot{\mathbf{q}})$ es definida positiva.

La derivada temporal de la función de energía 4.28 queda de la siguiente forma:

$$\dot{V}(\tilde{\mathbf{q}}, \dot{\mathbf{q}}) = \dot{\mathbf{q}}^T M(\mathbf{q}) \ddot{\mathbf{q}} + \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}^T \dot{M}(\mathbf{q}) \dot{\mathbf{q}} + \tanh(\tilde{\mathbf{q}})^T K_p(\tilde{\mathbf{q}}) \dot{\tilde{\mathbf{q}}} \quad (4.29)$$

$$= \dot{\mathbf{q}}^T K_p(\tilde{\mathbf{q}}) \tanh(\tilde{\mathbf{q}}) - \dot{\mathbf{q}}^T K_v(\dot{\mathbf{q}}) \tanh(\dot{\mathbf{q}}) - \dot{\mathbf{q}}^T B \dot{\mathbf{q}} - \dot{\mathbf{q}}^T C(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \dot{\mathbf{q}} + \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}^T \dot{M}(\mathbf{q}) \dot{\mathbf{q}} - \tanh(\tilde{\mathbf{q}})^T K_p(\tilde{\mathbf{q}}) \dot{\tilde{\mathbf{q}}} \quad (4.30)$$

Considerando la propiedad de antisimetría $\frac{1}{2}\dot{\mathbf{q}}^T[\dot{M}(\mathbf{q}) - 2C(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})]\dot{\mathbf{q}}=0$ del modelo dinámico y cancelando términos se demuestra lo siguiente:

$$= -\dot{\mathbf{q}}^T K_v(\dot{\mathbf{q}}) \tanh(\dot{\mathbf{q}}) - \dot{\mathbf{q}}^T B\dot{\mathbf{q}} \leq 0 \quad (4.31)$$

Cumpliendo con el teorema de estabilidad de Lyapunov, quedando demostrada la estabilidad del punto de equilibrio de la ecuación en lazo cerrado 4.27

Capítulo 5

Resultados Experimentales

En este capítulo se mostrarán los resultados de los experimentos realizados en el robot de 3 grados de libertad. Para demostrar la eficiencia de autosintonización, se implementarán los controladores propuestos en el capítulo anterior para el caso regulación en el espacio articular y cartesiano, donde se le pide a cada uno de los eslabones del robot llegar a una posición deseada. En estos experimentos se mostrarán gráficamente los errores de posición y el ajuste que se realiza de manera automática en las ganancias de los controladores. Como una exigencia al regulador y como aplicación tecnológica se implementa un control punto a punto, realizando la misma aplicación en un robot industrial Fanuc, donde se observan ventajas y desventajas en ambas arquitecturas.

5.1. Regulación

Después de la teoría planteada anteriormente, se mostrarán los resultados obtenidos en los experimentos.

Para probar la idea de autosintonización se realizó el primer experimento en el robot de 3 gdl considerando la regla de sintonía siguiente:

$$k_{p1}(\tilde{q}_1) = K_{p1}(0) - \alpha \tilde{q}_1^2$$

$$k_{p2}(\tilde{q}_2) = K_{p2}(0) - \alpha \tilde{q}_2^2$$

$$k_{p3}(\tilde{q}_3) = K_{p3}(0) - \alpha\tilde{q}_3^2$$

El regulador aplicado fue un PD con la siguiente forma:

$$\begin{aligned}\tau_1 &= k_{p1}(\tilde{q}_1)\tilde{q}_1 - k_v\dot{q}_1 + g(q_1) \\ \tau_2 &= k_{p2}(\tilde{q}_2)\tilde{q}_2 - k_v\dot{q}_2 + g(q_2) \\ \tau_3 &= k_{p3}(\tilde{q}_3)\tilde{q}_3 - k_v\dot{q}_3 + g(q_3)\end{aligned}\tag{5.1}$$

Donde τ_1 es el par aplicado a la base, τ_2 al hombro y τ_3 para el codo. Aplicando estos reguladores para las posiciones deseadas $q_{d1} = 90^\circ$, $q_{d2} = 45^\circ$ y $q_{d3} = 90^\circ$ se obtuvieron las gráficas 5.1, 5.2 y 5.3 donde se muestran las posiciones en grados obtenidas en el robot:

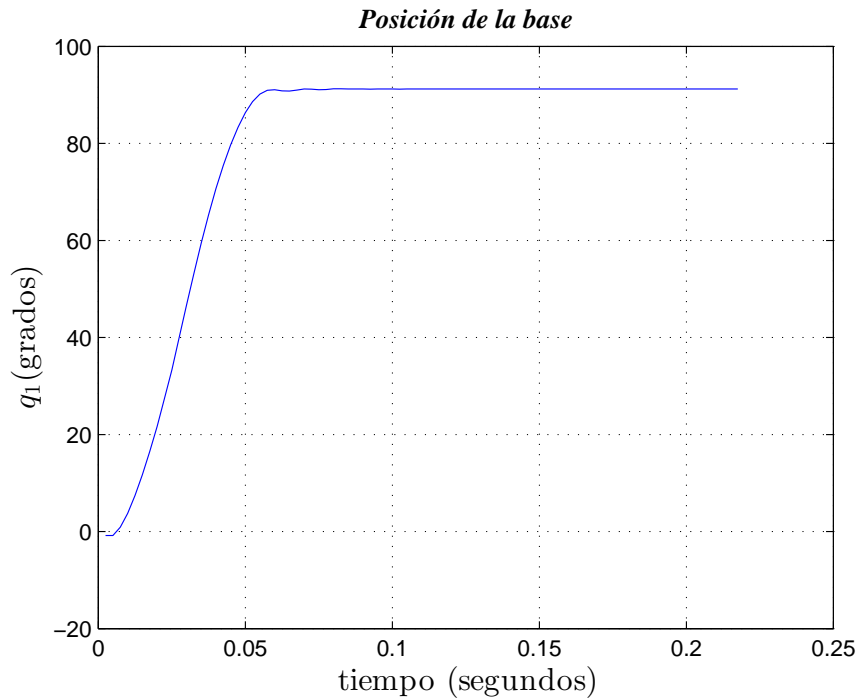


Figura 5.1: Gráfica de la posición de la base con el algoritmo autosintonizable usando τ_1 .

La figura 5.1 muestra la respuesta de la base del robot cuando se le aplica la ley de control 5.1, la respuesta no presenta sobrepicos y entra en estado estacionario aproximadamente en 0.08 segundos llegando a 91.20° con un error $\tilde{q}=1.20^\circ$.

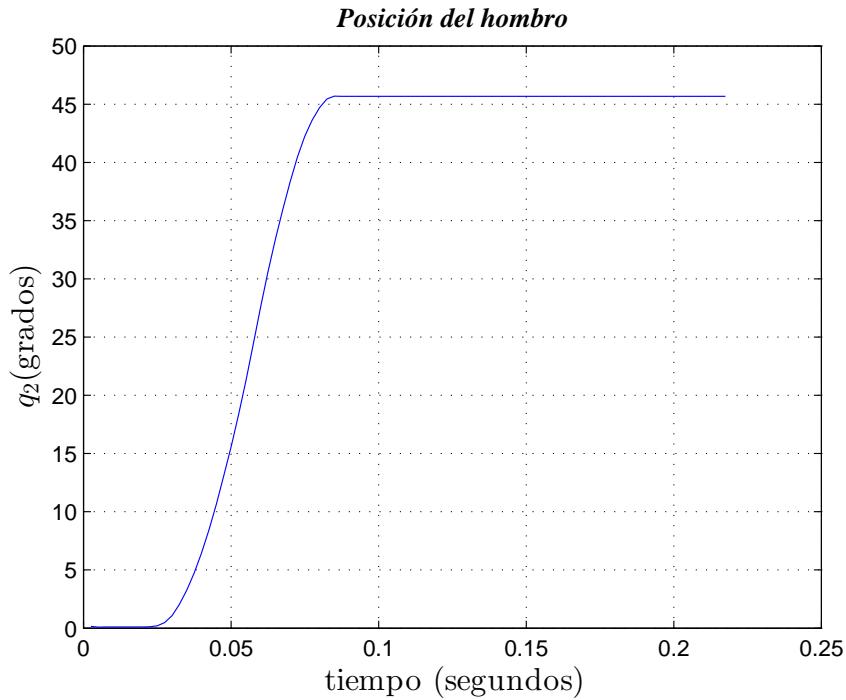


Figura 5.2: Gráfica de la posición del hombro con el algoritmo autosintonizable usando τ_2 .

Para la respuesta del hombro del robot, se presenta la figura 5.2 donde el tiempo del estado transitorio es aproximadamente de 0.09 segundos con una posición en estado estacionario de 45.68° y un error $\tilde{q}=.68$.

La figura 5.3 muestra la posición del extremo del codo. Observe que la respuesta presenta un sobreimpulso que disminuye hasta alcanzar el estado estacionario después de 0.05 segundos. Este sobreimpulso además de ser la respuesta a la acción de control, también se debe a la fuerza transmitida desde la base y del hombro, ya que es un movimiento abrupto donde se requiere suficiente fuerza para sacar al manipulador del reposo o de la posición de casa en pocos segundos. El valor de la posición del codo en estado estacionario es de 91.73° con $\tilde{q}=1.73$. Estos resultados son producto de la variación de la ganancia proporcional, no obstante, es necesario ajustar los parámetros de la estrategia de sintonía cada vez que el error máximo cambia, siendo esto una desventaja.

Para mostrar la variación de las ganancias proporcionales k_p de acuerdo a la estructura de sintonía propuesta, se muestran las gráficas 5.4, 5.5 y 5.6.

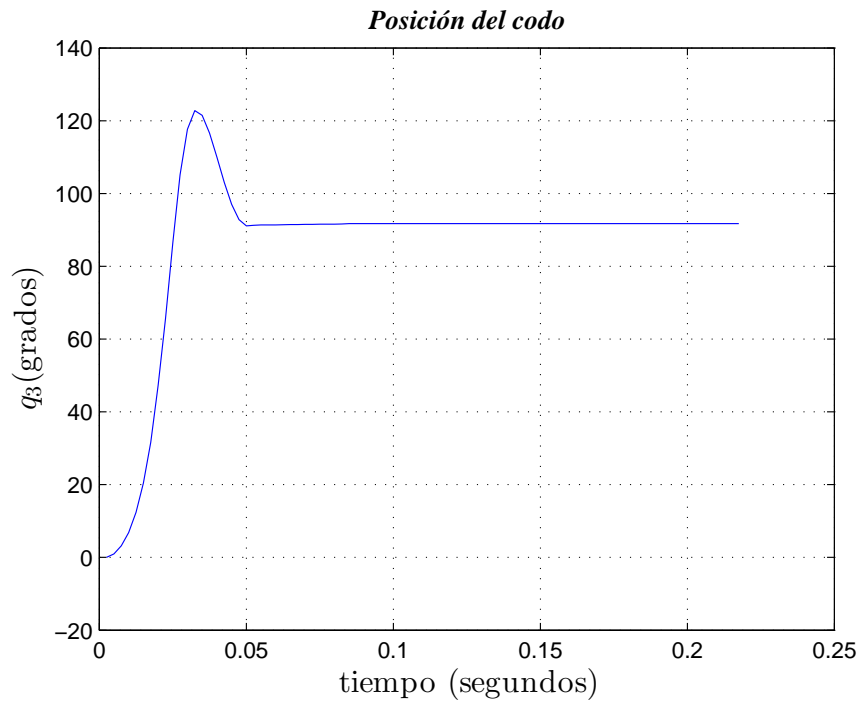


Figura 5.3: Gráfica de la posición del codo con el algoritmo autosintonizable usando τ_3 .

La figura 5.4 muestra la evolución en el error \tilde{q}_1 de la ganancia proporcional k_{p1} de la base del manipulador. Obsérvese que la ganancia proporcional se ajusta desde $\tilde{q}=90^\circ$ hasta 0, con un valor aproximado de 0.37 hasta 0.47.

La sintonía de la ganancia k_{p2} se muestra en la figura 5.5 donde la evolución de la ganancia va desde 0.22 hasta 0.76. De la misma forma la ganancia k_{p3} es mostrada en la figura 5.6 donde a diferencia de las respuestas k_{p1} y k_{p2} , se observan errores negativos correspondientes al sobreimpulso del codo. La ganancia k_{p3} toma un valor mínimo aproximado de 0.028 y un máximo de 0.1

Las ganancias proporcionales se ajustan dependiendo del error de posición. En este tipo de estructura, los eslabones del robot comienzan suavemente a moverse y terminan con un movimiento brusco. Esto es debido a que el error tiende a cero y la ganancia K_p a un valor constante, aumentando el par requerido y acelerando el movimiento. Para mejorar la estrategia de sintonía se plantean la siguientes reglas de sintonía.

Para las ganancias proporcionales.

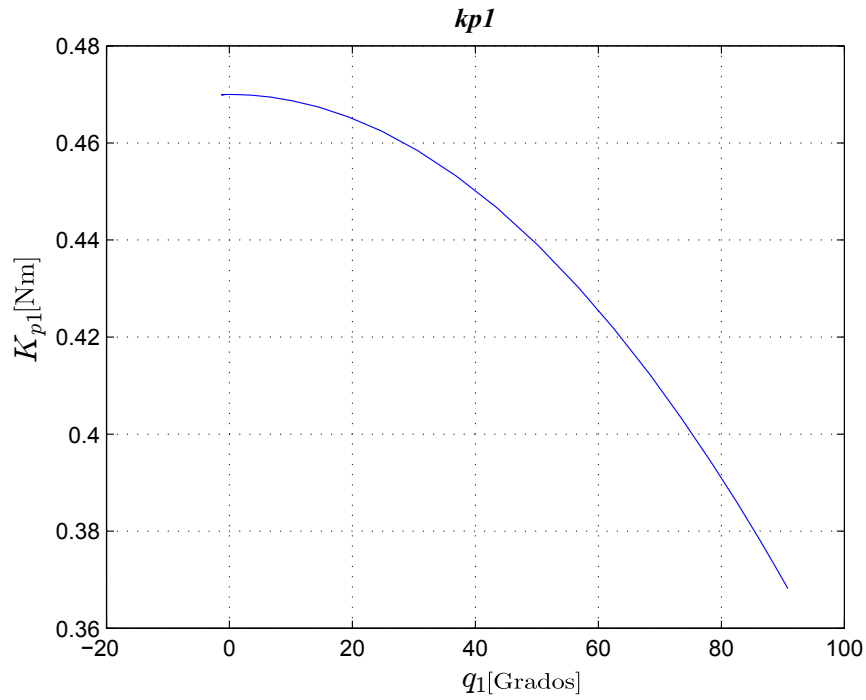


Figura 5.4: Gráfica de la ganancia k_{p1} de la base.

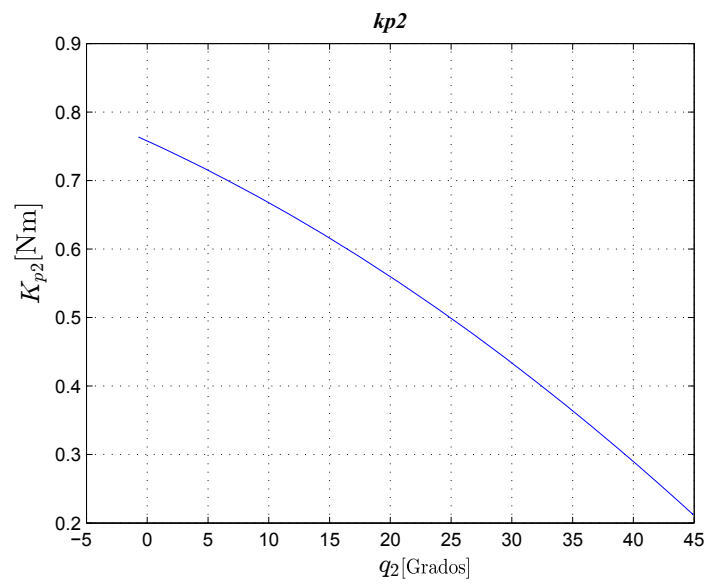
- $K_{p1}(\tilde{q}_1) = 15(1 - 0.9e^{-0.9\tilde{q}_1^2})$ Nm.
- $K_{p2}(\tilde{q}_2) = 29(1 - 0.9e^{-0.9\tilde{q}_2^2})$ Nm.
- $K_{p3}(\tilde{q}_3) = 2(1 - 0.9e^{-0.9\tilde{q}_3^2})$ Nm.

para las ganancias derivativas:

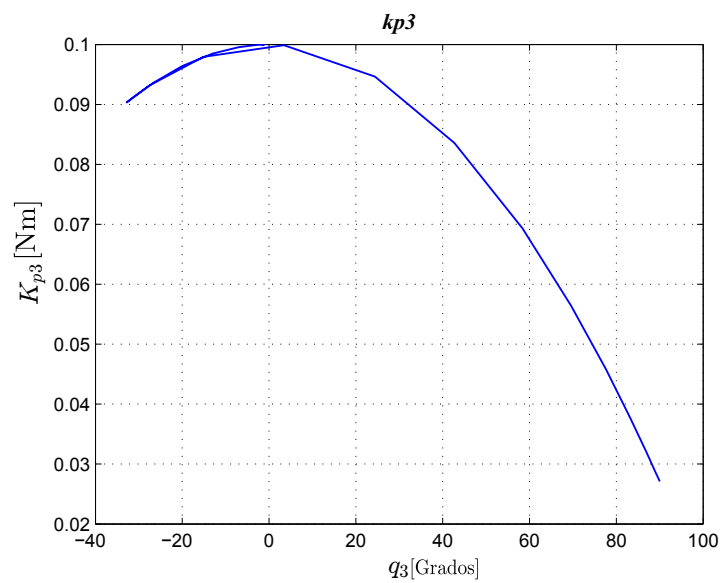
- $K_{v1}(\dot{q}_1) = 13.5(1 - 0.9e^{-0.9\dot{q}_1^2})$ Nm.
- $K_{v2}(\dot{q}_2) = 20.22(1 - 0.1e^{-0.1\dot{q}_2^2})$ Nm.
- $K_{v3}(\dot{q}_3) = 1.7(1 - 0.1e^{-0.1\dot{q}_3^2})$ Nm.

Usando estas reglas de sintonía y el controlador de la ecuación 5.2 se proponen las siguientes posiciones deseadas: $q_{d1}=45^\circ$, $q_{d2}=45^\circ$ y $q_{d3}=45^\circ$.

$$\tau = K_p(\tilde{\mathbf{q}}) \tanh(\tilde{\mathbf{q}}) - K_v(\dot{\mathbf{q}}) \tanh(\dot{\mathbf{q}}) + g(\mathbf{q}) \quad (5.2)$$

Figura 5.5: Gráfica de la ganancia k_{p2} del hombro.

Con el algoritmo implementado en la plataforma experimental se pueden obtener los siguientes errores de posición mostrados en las figuras 5.7, 5.8 y 5.9.

Figura 5.6: Gráfica de la ganancia k_{p3} del codo.

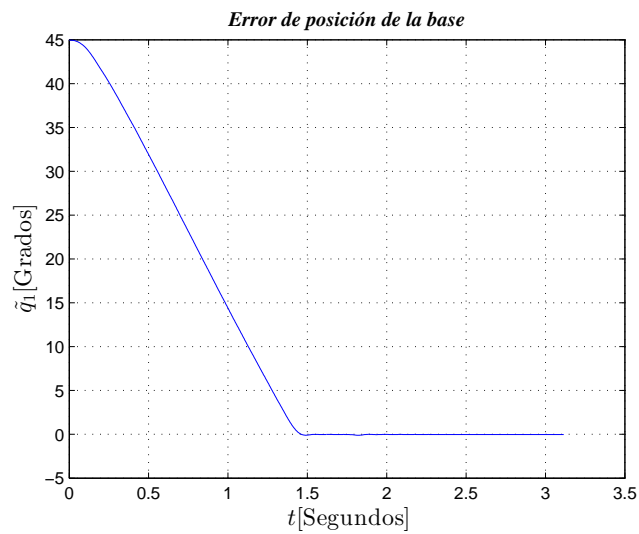


Figura 5.7: Error de posición de la base.

La figura 5.7 muestra el error de posición de la base donde se tiene un estado transitorio aproximado de 1.5 segundos. El error parte de 45° hasta llegar a cero en un movimiento suave sin presentar sobreimpulsos, esto se debe a que la ganancia derivativa también es ajustada para un mejor desempeño del controlador.

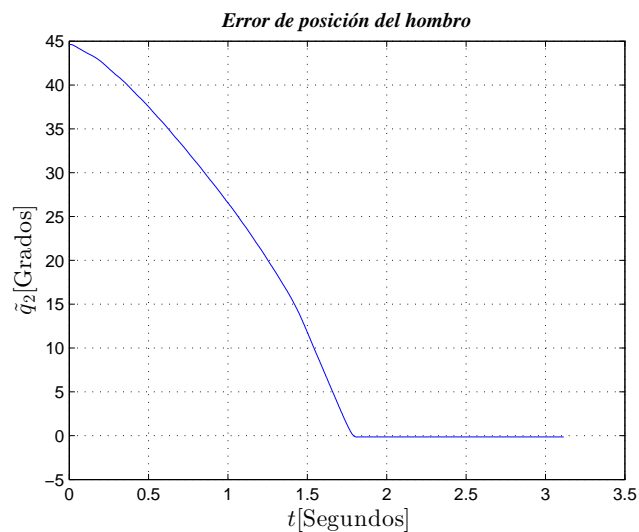


Figura 5.8: Error de posición del hombro.

El error de posición del hombro se muestra en la figura 5.8, al igual que la base, el movimiento es suave y presenta un comportamiento monótono llevando el error de posición

\tilde{q}_2 a cero.

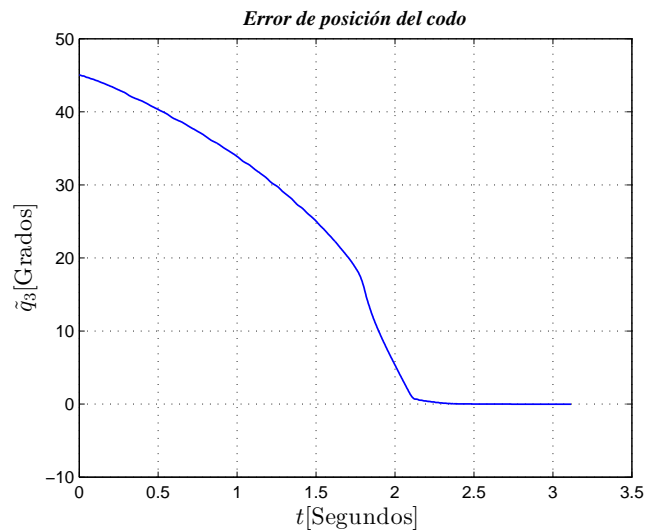


Figura 5.9: Error de posición del codo.

En la figura 5.9 se muestra el error de posición del codo con tendencia a cero. A diferencia del comportamiento mostrado en la figura 5.3, ahora se tiene un movimiento suave donde la velocidad de desplazamiento es menor debido a la estrategia de sintonía para la ganancia derivativa, la cual modifica directamente el efecto de amortiguamiento.

El tiempo del estado transitorio depende en gran medida de la estructura de la regla de sintonía o de las constantes las cuales fueron explicadas en el capítulo anterior.

Las ganancias proporcionales y derivativas se ajustan durante el estado transitorio hasta llegar a un valor constante, indicando que se llegó al punto deseado. La variación de las constantes proporcionales son mostradas en las figuras 5.10, 5.11 y 5.12

La evolución de la ganancia k_{p1} correspondiente a la base se muestra en la figura 5.10, donde se observa que el ajuste es dependiente del error de posición. La ganancia proporcional es constante hasta $\tilde{q}_1=4^\circ$, posteriormente k_{p1} toma valores desde 15 hasta 2. De igual manera la figura 5.11 muestra la ganancia proporcional del hombro donde k_{p2} va desde 29 a 26.1.

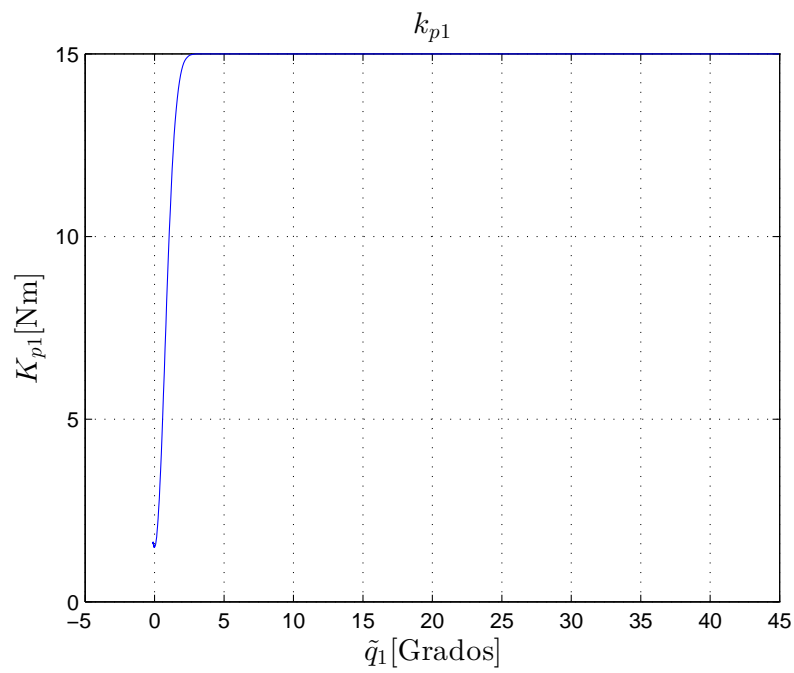


Figura 5.10: Ganancia proporcional de la base.

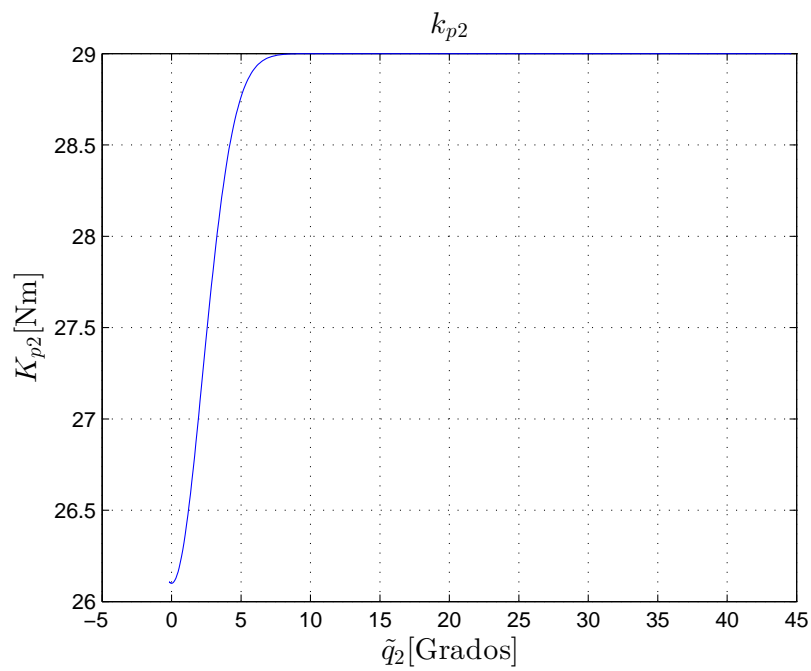


Figura 5.11: Ganancia proporcional del hombro.

La figura 5.12 muestra la gráfica de la ganancia proporcional del codo donde el ajuste de la ganancia es suave y toma valores desde 2.03 hasta 0.4.

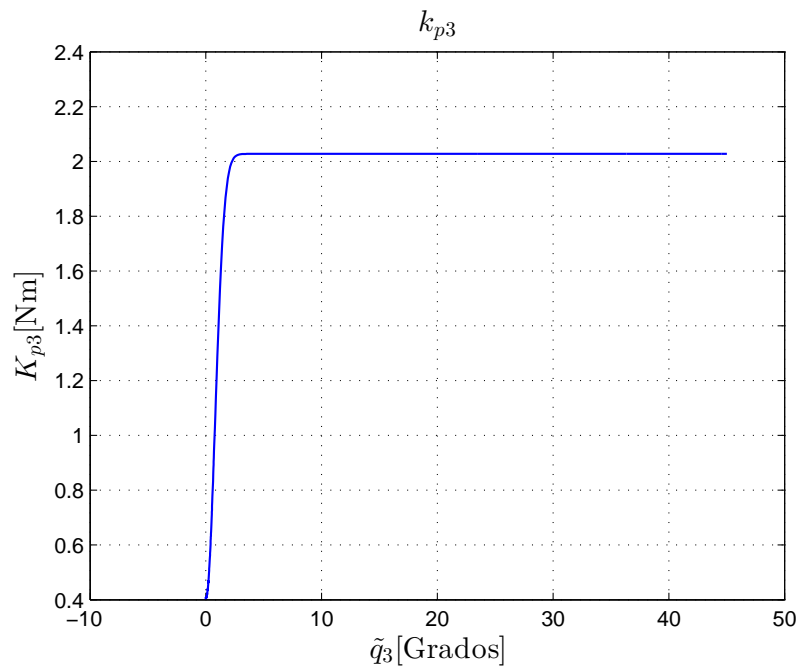


Figura 5.12: Ganancia proporcional del codo.

Estas constantes se ajustan hasta cumplir con el objetivo de control. Dependiendo del error, se ajustarán para incrementar o disminuir el par que se aplicará a los motores.

La variación de la ganancia derivativa depende de la velocidad, esto se ve en la figura 5.13, donde se observa que la ganancia toma un valor constante 13.5 y lo mantiene de acuerdo a la regla de sintonía, la velocidad disminuye debido a que el robot está llegando a su posición deseada, llevando la ganancia derivativa a otro valor numérico. Cuando el eslabón llega a su posición deseada, la velocidad es cero y la ganancia derivativa toma un valor constante 1.5.

Las figuras 5.14, 5.15 de igual forma muestran la evolución de la ganancia derivativa conforme la velocidad disminuye. La ganancia derivativa k_{v2} toma valores entre 20.2 y 18.2 y la ganancia k_{v3} entre 1.7 y 1.36.

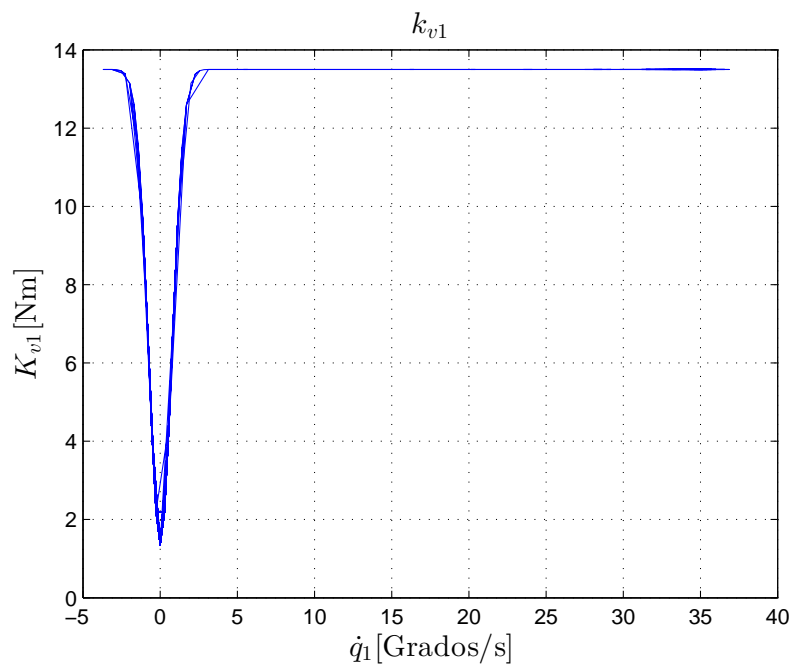


Figura 5.13: Ganancia derivativa de la base.

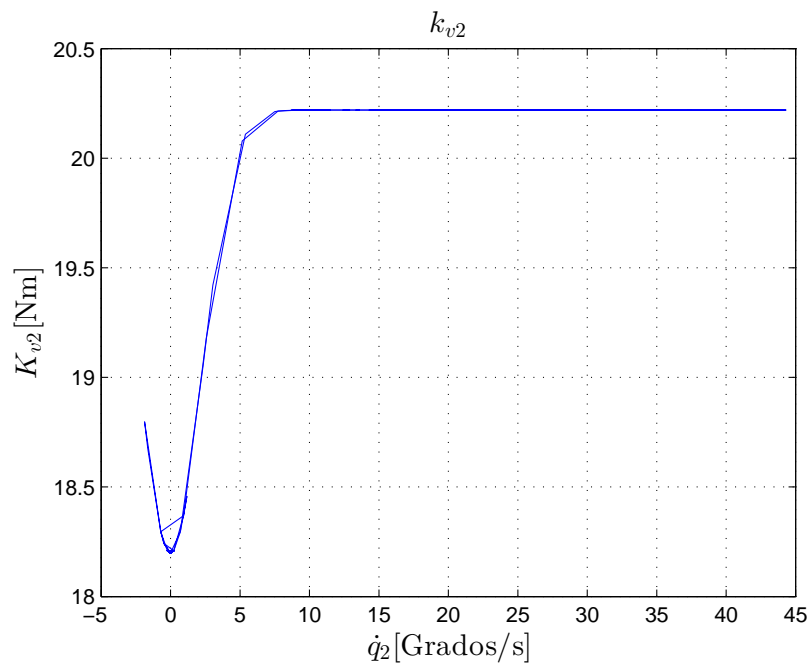


Figura 5.14: Ganancia derivativa del hombro.

Este tipo de sintonía permite realizar movimientos suaves en las articulaciones del robot, ya que la ganancia proporcional y derivativa se mueve dependiendo del error de

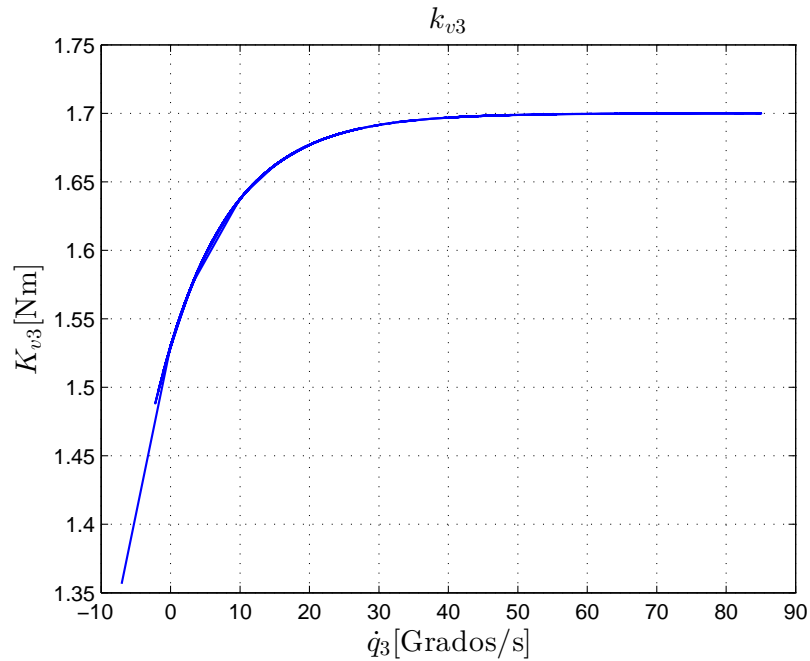


Figura 5.15: Ganancia derivativa del codo.

posición y de la velocidad de movimiento.

5.2. Control punto a punto

Como una aplicación tecnológica y como exigencia al regulador, se implementó un control punto a punto. Como se explicó anteriormente, el control punto a punto se realiza mediante un regulador que controla punto por punto. Al conocer la cinemática del robot, es posible implementar trayectorias parametrizadas como posiciones deseadas. Esto se realiza mediante la cinemática inversa, que consiste en pasar de posiciones cartesianas a posiciones articulares.

El controlador de esta aplicación fue el que se describe en la ecuación 5.2 con ganancias variables. La figura parametrizada fue un círculo cuyas coordenadas cartesianas son las siguientes:

$$\begin{aligned} x &= -0.3 + 0.2 \sin(0.2t) \\ y &= -0.3 + 0.2 \cos(0.2t) \end{aligned} \quad (5.3)$$

Siendo ecuaciones que matemáticamente y particularmente representan una curva y un círculo en el plano cartesiano (x, y) . Estas ecuaciones tienen la forma $y(t) = x_c + A \sin(\omega t)$ o $y(t) = y_c + A \cos(\omega t)$. Donde $x_c = -0.3$ y $y_c = -0.3$ representan el centro del círculo, $A = 0.2$ es el radio, la frecuencia angular es representada por $\omega = 2\pi f$ siendo f la frecuencia temporal que representa el número de veces que se dibuja un círculo por unidad de tiempo, en este caso $\omega = 0.2$ dando un periodo $T = \frac{2\pi}{0.2} = 31.4159$ segundos, este tiempo será el requerido por el manipulador para completar el dibujo. Considerando que el periodo de muestreo del robot es de 2.5ms, entonces el número de puntos que se necesitarán para dibujar el círculo será de $\frac{31.4152}{0.0025} = 12566$ puntos.

Las coordenadas cartesianas 5.3 son transformadas a coordenadas articulares mediante la cinemática inversa mostrada en la ecuación 3.4 y 3.5 dando como resultado la figura 5.16. En ella se observa que la trayectoria comienza en las coordenadas $(0, -0.7)$ posición de casa, ya que cada eslabón mide 0.35 dándonos una distancia de 0.7. La fotografía del círculo dibujado es mostrado en la figura 5.17.

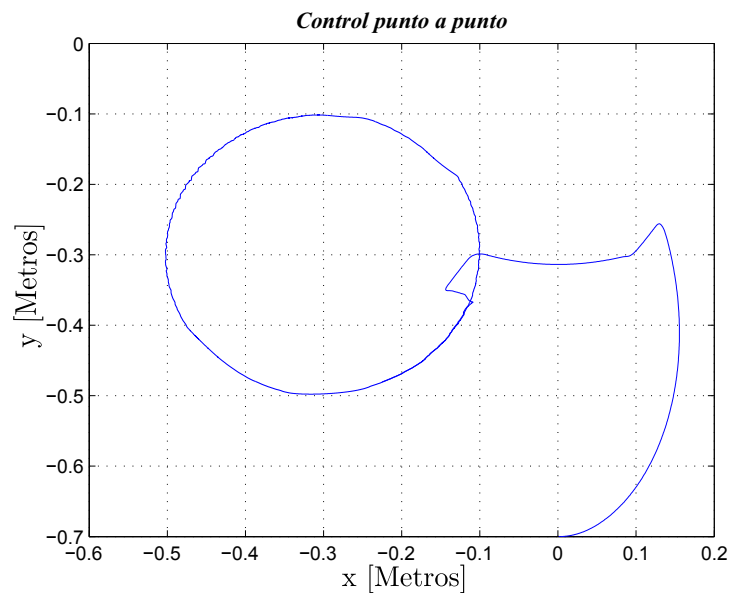


Figura 5.16: Círculo dibujado utilizando control punto a punto.

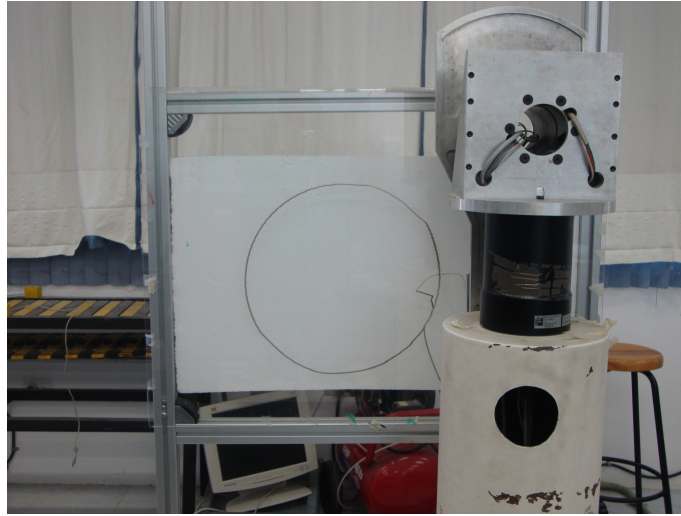


Figura 5.17: Fotografía del círculo dibujado utilizando control punto a punto.

5.3. Control cartesiano

Este tipo de controlador es usado para manejar coordenadas cartesianas evitando las articulares. Anteriormente se trabajó con ganancias autosintonizables para controladores que trabajan en el espacio de control articular. La propuesta realizada en control articular es posible extenderla para el caso cartesiano. Donde el usuario trabaja con coordenadas articulares.

Para implementar el control cartesiano es importante tener definida la cinemática del robot. En este caso se utilizarán sólo 2 grados de libertad del robot experimental, el hombro y el codo. La cinemática de dos grados se definió en la ecuación 2.9.

El algoritmo de control evaluado fue el siguiente:

$$\mathbf{f}_x = K_p(\tilde{\mathbf{x}}) \tanh(\tilde{\mathbf{x}}) - K_v(\dot{\tilde{\mathbf{x}}}) \tanh(\dot{\tilde{\mathbf{x}}}) + g(\mathbf{x}) \quad (5.4)$$

La posición deseada es $x = -0.3$ y $y = 0.3$ con las siguientes reglas de sintonía para las ganancias proporcionales:

- $k_{p2}(\tilde{\chi}_1) = 110(1 - 0.1e^{-0.1\tilde{\chi}_1^2})$ Nm.

- $k_{p3}(\tilde{\chi}_2) = 160(1 - 0.1e^{-0.1\tilde{\chi}_2^2})$ Nm.

Y para las ganancias derivativas:

- $k_{v2}(\dot{\chi}_1) = 70(1 - 0.1e^{-0.1\dot{\chi}_1^2})$ Nm.

- $k_{v3}(\dot{\chi}_2) = 159(1 - 0.1e^{-0.1\dot{\chi}_2^2})$ Nm.

La gráfica 5.18 muestra la trayectoria que sigue el extremo final de robot dentro de su espacio de trabajo, es una curva suave en el tercer cuadrante donde dicho extremo se posiciona sin sobreimpulsos.

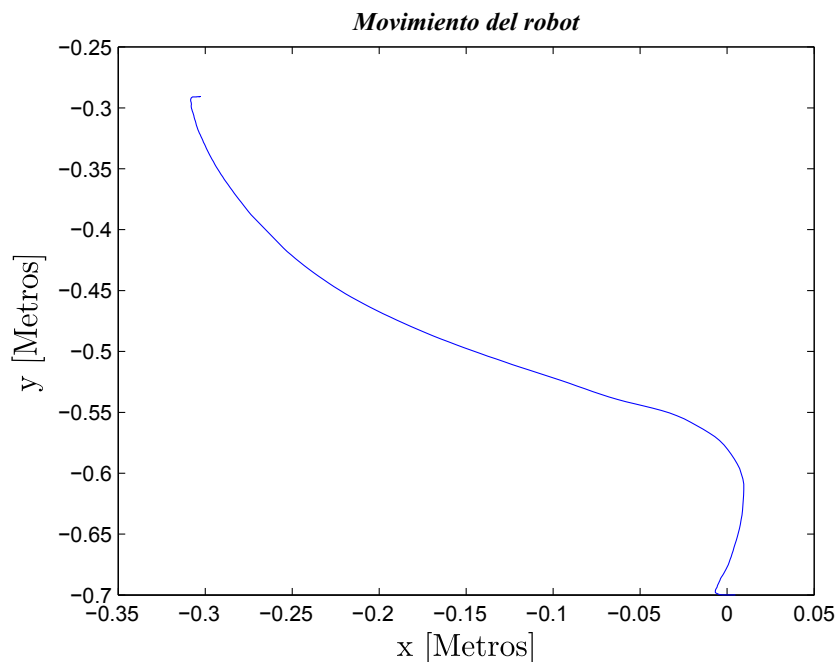


Figura 5.18: Trayectoria del extremo final del robot como respuesta al control cartesiano en $x=-0.3$ y $y=-0.3$

5.4. Robot industrial Fanuc

Arquitectura Fanuc

En la actualidad, los robots industriales se han convertido en poderosas máquinas de productividad, debido a la versatilidad de funciones, exactitud y repetibilidad que pueden

realizar en un amplia gama de aplicaciones, mecanismos autónomos diseñados para mover partes u objetos a través de una trayectoria deseada, es decir puede procesar ciclos de trabajo de manera secuencial.

La programación de robots manipuladores puede ser realizada fuera de línea (off-line) o en línea (on-line). La programación off-line es realizada usando programas especializados como, VAL, WAVE, AML, SIGLA, etc. y la programación on-line es realizada usando un sistema teach pendant (figura 5.19).



Figura 5.19: Robot Fanuc y consola de control

En la figura 5.20 se muestra el Robot modelo 2000iA/165F junto con su consola de control [16].



Figura 5.20: Robot Fanuc y consola de control

La consola de un robot industrial requiere de una entrada de alimentación de 440/480 VAC trifásica con una variación permitida del -15 % al 10 %, la frecuencia de la señal de entrada puede ser de 50/60 Hz con una desviación permitida del 1 %. El rango de temperatura operacional es de 0 a 50 grados.

La tarjeta electrónica principal contiene un microprocesador, circuitos periféricos que controlan las funciones de los puertos digitales I/O para realizar interfaz o comunicación con otros dispositivos, memoria RAM y ROM y el sistema de control del panel. Esta tarjeta controla el posicionamiento de los servo-mecanismos y voltajes de los servo-amplificadores. La unidad de programación teach pendant forma parte de la unidad de control. Mensajes, datos y programación son indicados en el LCD de este sistema portátil.

El panel de operación contiene indicadores LEDs que indican parte del estado de operación del robot. Contiene el botón de encendido del robot, paro de emergencia, puerto de interfaz serial, conector para tarjeta de memoria ethernet.

La apariencia y componentes de la unidad de control dependen del modelo y aplicación

del robot. La figura 5.21 muestra la consola y dibujo esquemático del modelo 200iA/165F de Fanuc.

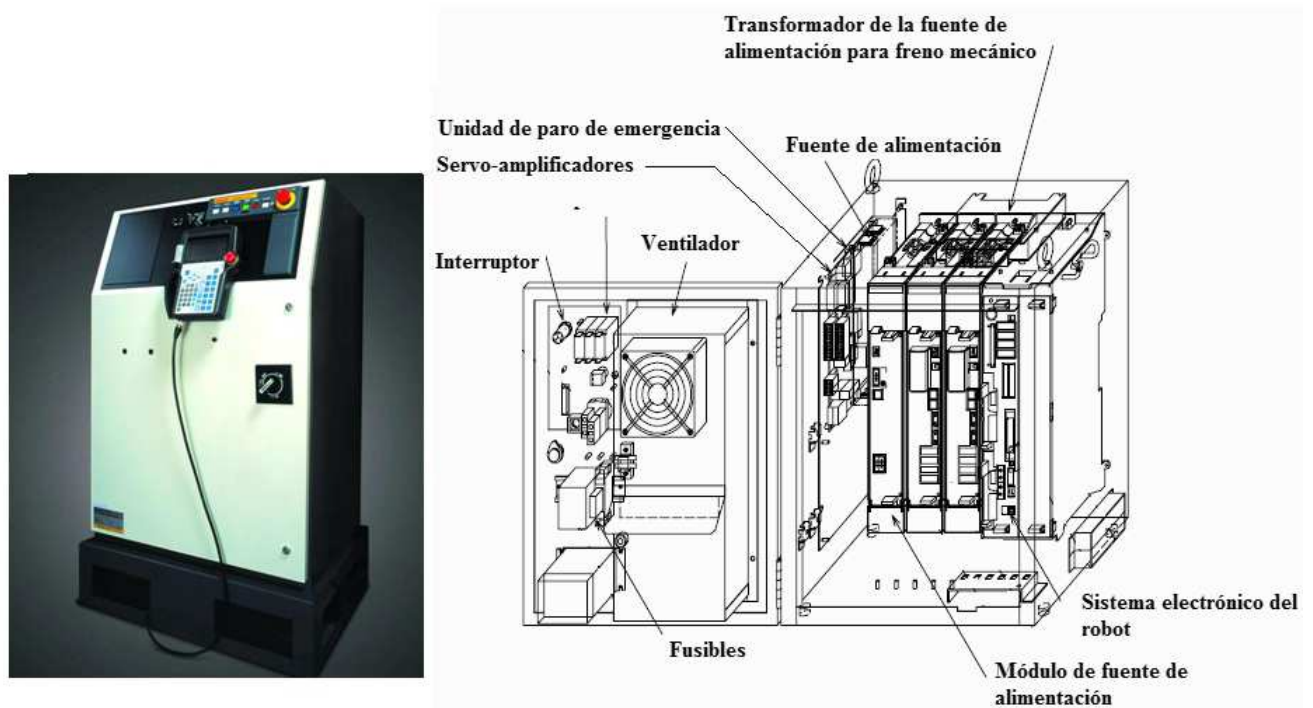


Figura 5.21: Consola de control Fanuc

Programación Fanuc

El teach pendant representa la interfaz entre el programador y el robot, lo que permite la programación de instrucciones y registros de puntos o trayectorias a seguir por el robot, así como funciones de diagnóstico, menús de ayuda, puertos I/O. El teach pendant permite realizar las siguientes funciones:

- Habilitar al robot.
- Mover los ejes del robot.
- Crear y editar programas.
- Desarrollar y depurar programas.
- Configuración de puertos I/O, timers, contadores, etc.

- Definir el sistema de referencia.
- Modos de operación.
- Revisar el estado de alarmas y banderas del robot.
- Programar y automatizar la aplicación.

Con el fin de demostrar la eficiencia que tiene el algoritmo autosintonizable en la plataforma experimental, se programará en el robot Fanuc la misma aplicación usada en el robot de 3 gdl (dibujo de un círculo) demostrando que el algoritmo propuesto de sintonía es competitivo.

La aplicación será programada de la forma control punto a punto, sin utilizar técnicas de interpolación que comúnmente se realizan en este tipo de robots. Para esto, es necesario grabar un conjunto de puntos a los cuales el robot se irá posicionando. Para esto se grabaron 42 puntos y la pantalla del teach pendant se ve de la siguiente forma (5.22):

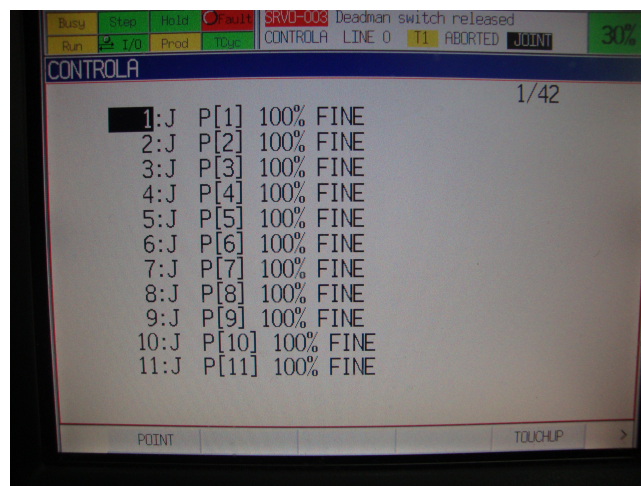


Figura 5.22: Puntos grabados en el Teach Pendant de Fanuc.

Corriendo el programa se tiene como resultado el círculo de la figura 5.23.

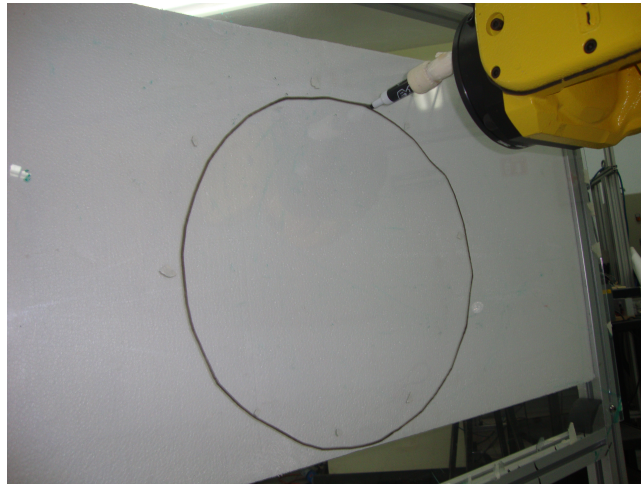


Figura 5.23: Figura realizada por el robot Fanuc.

Donde se aprecia un círculo con poca resolución si se compara con el círculo dibujado por el robot de 3 gdl. El hacer un control punto a punto en un robot Fanuc implica que la resolución y calidad del círculo dependerá de la cantidad de puntos grabados, tarea tediosa y cansada para el programador. Por otro lado, en el robot de 3 gdl se tiene una arquitectura abierta, donde se conoce la cinemática directa e inversa, permitiendo implementar estrategias matemáticas o algoritmos de control que reducen el trabajo del grabado de puntos, siendo posible posicionar el robot en cualquier punto deseado en coordenadas articulares o cartesianas.

Capítulo 6

Conclusiones

El proyecto de tesis contempló aportaciones importantes en la generación y aplicación del conocimiento para control de robots manipuladores, desde la plataforma experimental hasta la teoría de control.

Con la nueva plataforma desarrollada en Windows XP, hoy es posible guardar más datos en la memoria del computador, limitación que se tenía anteriormente. En caso de algún fallo electrónico en la tarjeta LC228, es posible reemplazarla, esto se debe a que la tarjeta es comercial.

Al reemplazar la tarjeta de instrumentación MFIO-3A (bus ISA) por la LC228 (bus PCI) fue necesario el desarrollo de un nuevo software como interfaz para la implementación de estrategias de control. En este nuevo programa, el usuario tiene acceso a la librerías y a las funciones especiales de la tarjeta que por ahora no son usadas. Sin embargo, es posible seguir desarrollando código para cualquier otra aplicación.

Por otra parte, la problemática de control de robots manipuladores radicó en aspectos teóricos donde se abordó el problema de control de robots manipuladores en espacio articular y cartesiano. La propuesta y diseño de una nueva estrategia de control consistió en ajustar la ganancia proporcional y derivativa de un controlador. Haciendo uso del modelo dinámico del robot con las ecuaciones de movimiento de Euler-Lagrange, teoría de estabilidad de Lyapunov y herramientas de control automático, se propuso una nueva idea de sintonización para las ganancias proporcional y derivativa, esta idea presenta una

ventaja para el programador, ya que ahora, el ajuste se realiza automáticamente en línea dependiendo de la posición y de la velocidad del robot. Al hacer las ganancias dependientes del error de posición y de la velocidad, se logra disminuir el error con movimientos suaves y sobre todo con estabilidad asintótica.

El algoritmo de control fue evaluado en el robot de 3 gdl en aplicaciones de regulación, control punto a punto y se comparó con un robot industrial Fanuc para analizar las ventajas y desventajas en ambas arquitecturas, destacando el conocimiento de la cinemática directa e inversa en el robot de 3 gdl.

Finalmente, el tema de sintonía en las ganancias de un controlador aún está abierto. Existen muchas formas de sintonizar, la teoría de Lyapunov es una clave o camino para encontrar una ley de sintonía, sin embargo, no es la única. La sintonía es un elemento clave en un controlador, de la sintonía depende el buen desempeño. Al ser un tema de suma importancia, queda abierta esta línea de investigación.

Apéndice A

Funciones de acceso a registros

Para una completa descripción de las principales funciones que pueden ser utilizadas en el la interfaz (Visual Basic C++), a continuación se muestran una lista para acceder a los registros de la tarjeta LC228.

mcreg.h

– Timers –

- mcPITload
- mcPITstart
- mcPITstop
- mcSYNCconfig
- mcSYNCsoft
- mcWDconfig
- mcWDreset
- mcWDinit
- mcWDcalcCount
- mcWDstart

- mcWDstop
- Interrupciones para la PC –
 - mcIruptEnable
 - mcIruptDisable
 - mcIruptReadFlags
 - mcIruptClear
- SHARC interrupciones desde el DSP –
 - mcIruptEnableDSP
 - mcIruptDisableDSP
 - mcIruptReadFlagsDSP
 - mcIruptClearDSP
- I/O Digitales –
 - mcDIOconfig
 - mcDIOsetIruptMask
 - mcDIOwriteEnable
 - mcDIOreadPortA
 - mcDIOreadPortB
 - mcDIOreadPortC
 - mcDIOwritePortD
 - mcDIOreadPortD

– I/O Analógicas –

- mcDACwriteN
- mcDACwrite
- mcADCreadN

También es posible leer y escribir en los registros del DSP usando las funciones mcReadReg() y mcWriteReg().

Apéndice B

Modelo dinámico de un robot de 3 grados de libertad

Como se explicó anteriormente, el modelo dinámico de un robot de n grados de libertad puede ser escrito por la siguiente expresión

$$\boldsymbol{\tau} = M(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + C(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{g}(\mathbf{q}) + \mathbf{f}_f(\dot{\mathbf{q}}, \mathbf{f}_e) \quad (\text{B.1})$$

Donde $\mathbf{q} \in \mathbb{R}^n$ es el vector de coordenadas generalizadas o posiciones articulares, $\dot{\mathbf{q}} \in \mathbb{R}^n$ es el vector de velocidades articulares, $\ddot{\mathbf{q}} \in \mathbb{R}^n$ es el vector de aceleraciones articulares, $M(\mathbf{q}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ es una matriz de inercia siendo simétrica y definida positiva, $C(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ es la matriz de fuerzas centrípeta y de Coriolis, $\mathbf{g}(\mathbf{q}) \in \mathbb{R}^n$ es el vector de fuerzas o pares gravitacionales (obtenido del gradiente de la energía potencial debido a la gravedad), $\mathbf{f}_f(\dot{\mathbf{q}}, \mathbf{f}_e) \in \mathbb{R}^n$ es el vector de pares de fricción que incluye la fricción viscosa, de Coulomb y estática (\mathbf{f}_e) de cada articulación.

Para obtener el modelo dinámico del robot de 3 grados de libertad, considere la figura B.1 donde se muestra la cinemática del robot [17].

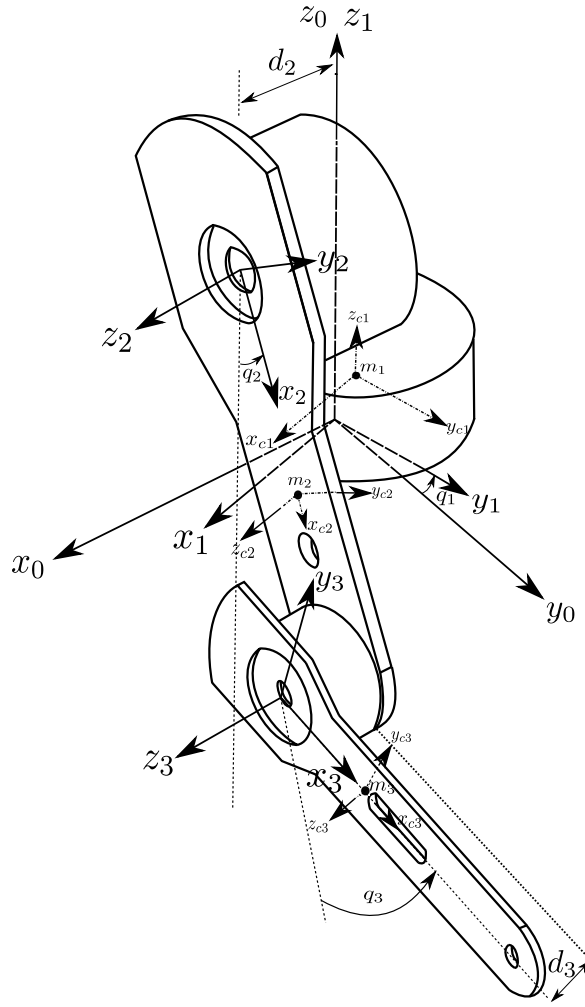


Figura B.1: Cinemática para un robot de tres grados de libertad.

Considerando el vector (rx_i, ry_i, rz_i) el cual define el vector del centro de masa respecto al sistema x_i, y_i, z_i se tiene la energía cinética para el primer eslabón.

$$\mathcal{K}_1 = \frac{1}{2} \dot{q}_1^2 [m_1(rx_1^2 + ry_1^2) + Izz_1] \quad (\text{B.2})$$

Para el segundo eslabón

$$\begin{aligned} \mathcal{K}_2(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = & \frac{1}{2} \dot{q}_1^2 [m_2(rz_2 + d_2)^2 + (m_2rx_2^2 + Iyy_2)\sin^2(q_2) + (m_2ry_2^2 + Ixx_2)\cos^2(q_2) \\ & + (m_2rx_2ry_2 + Ixy_2)\sin^2(2q_2)] + \dot{q}_1\dot{q}_2 [(Iyz_2 - m_2ry_2(d_2 + rz_2))\sin(q_2) \\ & + (m_2rx_2(rz_2 + d_2) - Ixz_2)\cos(q_2)] + \frac{1}{2} \dot{q}_2^2 [m_2(ry_2^2 + rx_2^2) + Izz_2] \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

$$\begin{aligned}
 \mathcal{K}_3(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = & \frac{1}{2}\dot{q}_1^2[m_3(d_2 + d_3 + rz_3)^2 + (Iyy + m_3rx_3^2)\sin^2(q_2 + q_3) + (Ixx_3 + m_3ry_3^2)\cos^2(q_2 + q_3)] \\
 & + m_3L_2^2\sin^2(q_2) + 2m_3ry_3L_2\sin(q_2)\cos(q_2 + q_3) + 2m_3rx_3L_2\sin(q_2)\sin(q_2 + q_3) \\
 & + (m_3rx_3ry_3 - Ixy_3)\sin(2q_2 + 2q_3)] + \dot{q}_1\dot{q}_2[(m_3rx_3 - Ixz_3)(d_2 + d_3 + m_3rz_3)\cos(q_2 + q_3) \\
 & + (Iyz_3 - m_3ry_3)(d_2 + d_3 + rz_3)\sin(q_2 + q_3) + m_3L_2(d_2 + d_3 + rz_3)\cos(q_2)] \\
 & + \dot{q}_1\dot{q}_3[(m_3rx_3 - Ixz_3)(d_2 + d_3 + rz_3)\cos(q_2 + q_3) + (Iyz_3 - m_3ry_3)(d_2 + d_3 + rz_3) \\
 & \sin(q_2 + q_3)] + \frac{1}{2}\dot{q}_2^2[Izz_3 + m_3(L_2^2 + rx_3^2 + ry_3^2) - 2m_3ry_3L_2\sin(q_3)] + 2m_3rx_3L_2\cos(q_3)] \\
 & + \dot{q}_2\dot{q}_3[Izz_3 + m_3(rx_3^2 + ry_3^2) - m_3ry_3L_2\sin(q_3) + m_3rx_3L_2\cos(q_3)] + \frac{1}{2}\dot{q}_3^2[Izz_3 + m_3(rx_3^2 \\
 & + ry_3^2)
 \end{aligned} \tag{B.4}$$

Sumando cada una de las energías cinéticas se obtiene la energía cinética total la cual se puede expresar como se muestra en la ecuación B.5.

$$\mathcal{K}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ \dot{q}_3 \end{bmatrix}^T \underbrace{\begin{bmatrix} M_{11}(\mathbf{q}) & M_{12}(\mathbf{q}) & M_{13}(\mathbf{q}) \\ M_{21}(\mathbf{q}) & M_{22}(\mathbf{q}) & M_{23}(\mathbf{q}) \\ M_{31}(\mathbf{q}) & M_{32}(\mathbf{q}) & M_{33}(\mathbf{q}) \end{bmatrix}}_{M(\mathbf{q})} \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ \dot{q}_3 \end{bmatrix} \tag{B.5}$$

De la misma forma la matriz de Coriolis puede representarse como:

$$\mathcal{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \begin{bmatrix} C_{11}(\mathbf{q}) & C_{12}(\mathbf{q}) & C_{13}(\mathbf{q}) \\ C_{21}(\mathbf{q}) & C_{22}(\mathbf{q}) & C_{23}(\mathbf{q}) \\ C_{31}(\mathbf{q}) & C_{32}(\mathbf{q}) & C_{33}(\mathbf{q}) \end{bmatrix} \tag{B.6}$$

Las energías potenciales del primer, segundo y tercer eslabón se expresan de la siguiente forma:

$$\mathcal{U}_1(\mathbf{q}) = gm_1rz_1 \tag{B.7}$$

$$\mathcal{U}_2(\mathbf{q}) = gm_2rx_2(1 - \cos(q_2)) + gm_2ry_2\sin(q_2) \tag{B.8}$$

$$\mathcal{U}_3(\mathbf{q}) = gm_3[L_2(1 - \cos(q_2 + q_3))] + gm_3ry_3 \sin(q_2 + q_3) \quad (\text{B.9})$$

Sumando las energías potenciales se obtiene la siguiente expresión para la energía potencial total.

$$\mathcal{U} = gm_1rz_1 + g\theta_6(1 - \cos(q_2 + q_3)) + g\theta_7 \sin(q_2 + q_3) + \theta_{14}(1 - \cos(q_2)) + \theta_{15} \sin(q_2) \quad (\text{B.10})$$

Los pares gravitacionales obtenidos son los siguientes:

$$g_1(\mathbf{q}) = 0 \quad (\text{B.11})$$

$$g_2(\mathbf{q}) = g\theta_6 \sin(q_2 + q_3) + g\theta_7 \cos(q_2 + q_3) + \theta_{14} \sin(q_2) + \theta_{15} \cos(q_2)$$

$$g_3(\mathbf{q}) = g\theta_6 \sin(q_2 + q_3) + g\theta_7 \cos(q_2 + q_3) \quad (\text{B.12})$$

los elementos del vector de fricción están dados por:

$$f_1(\dot{\mathbf{q}}) = \theta_{16}\dot{q}_1 + \theta_{17} \operatorname{sgn}(\dot{q}_1)$$

$$f_2(\dot{\mathbf{q}}) = \theta_{18}\dot{q}_2 + \theta_{19} \operatorname{sgn}(\dot{q}_2) \quad (\text{B.13})$$

$$f_3(\dot{\mathbf{q}}) = \theta_{20}\dot{q}_3 + \theta_{21} \operatorname{sgn}(\dot{q}_3) \quad (\text{B.14})$$

Los elementos de la matriz de inercia y de coriolis son dados a continuación:

$$\begin{aligned}
 M_{11}(q) &= \theta_1 + \theta_2 \cos^2(q_2) + \theta_3 \sin(2q_2) + \theta_4 \sin(2q_2 + 2q_3) + \theta_5 \cos^2(q_2 + q_3) \\
 &\quad + 2\theta_6 L_2 \sin(q_2 + q_3) + 2\theta_7 L_2 \sin(q_2) \cos(q_2 + q_3) \\
 M_{12}(q) &= \theta_8 \cos(q_2 + q_3) + \theta_9 \sin(q_2 + q_3) + \theta_{10} \cos(q_2) + \theta_{11} \sin(q_2) \\
 M_{13}(q) &= \theta_8 \cos(q_2 + q_3) + \theta_9 \sin(q_2 + q_3) \\
 M_{21}(q) &= \theta_8 \cos(q_2 + q_3) + \theta_9 \sin(q_2 + q_3) + \theta_{10} \cos(q_2) \\
 M_{22}(q) &= \theta_{12} + 2\theta_6 L_2 \cos(q_3) - 2\theta_7 L_2 \sin(q_3) \\
 M_{23}(q) &= \theta_{13} + \theta_6 L_2 \cos(q_3) - \theta_7 L_2 \sin(q_3) \\
 M_{31}(q) &= \theta_8 \cos(q_2 + q_3) + \theta_9 \sin(q_2 + q_3) \\
 M_{32}(q) &= \theta_{13} + \theta_6 L_2 \cos(q_3) - \theta_7 L_2 \sin(q_3) \\
 M_{33}(q) &= \theta_{13}
 \end{aligned} \tag{B.15}$$

$$\begin{aligned}
 C_{11}(q, \dot{q}) &= -\frac{1}{2}\theta_2\dot{q}_2 \sin(2q_2) + \theta_3\dot{q}_2 \cos(2q_2) + \theta_4(\dot{q}_2 + \dot{q}_3) \cos(2q_2 + 2q_3) \\
 &\quad -\frac{1}{2}\theta_5(\dot{q}_2 + \dot{q}_3) \sin(2q_2 + 2q_3) + \theta_6L_2(\dot{q}_2 + \frac{1}{2}\dot{q}_3) \sin(2q_2 + 2q_3) \\
 &\quad +\theta_7L_2(\dot{q}_2 + \frac{1}{2}\dot{q}_3) \cos(2q_2 + q_3) - \frac{1}{2}L_2\theta_6\dot{q}_3 \sin(q_3) - \frac{1}{2}L_2\theta_7\dot{q}_3 \cos(q_3) \\
 C_{12}(q, \dot{q}) &= -\frac{1}{2}\theta_2\dot{q}_1 \sin(2q_2) + \theta_3\dot{q}_1 \cos(2q_2) + \theta_4\dot{q}_1 \cos(2q_2 + 2q_3) \\
 &\quad -\frac{1}{2}\theta_5\dot{q}_1 \sin(2q_2 + 2q_3) + \theta_6L_2\dot{q}_1 \sin(2q_2 + q_3) + \theta_7L_2\dot{q}_1 \cos(2q_2 + q_3) \\
 &\quad -\theta_8(\dot{q}_2 + \dot{q}_3) \sin(q_2 + q_3) - \theta_{10}\dot{q}_2 \sin(q_2) + \theta_9(\dot{q}_2 + \dot{q}_3) \cos(q_2 + q_3) + \theta_{11}\dot{q}_2 \cos(q_2) \\
 C_{13}(q, \dot{q}) &= \theta_4\dot{q}_1 \cos(2q_2 + 2q_3) - \frac{1}{2}\theta_5\dot{q}_1 \sin(2q_2 + 2q_3) + \frac{1}{2}\theta_6L_2\dot{q}_1[\sin(2q_2 + q_3) - \sin(q_3)] \\
 &\quad +\frac{1}{2}\theta_7L_2\dot{q}_1[\cos(2q_2 + q_3) - \cos(q_3)] - \theta_8(\dot{q}_2 + \dot{q}_3) \sin(q_2 + q_3) + \theta_9(\dot{q}_2 + \dot{q}_3) \cos(q_2 + q_3) \\
 C_{21}(q, \dot{q}) &= \frac{1}{2}\theta_2\dot{q}_1 \sin(2q_2) - \theta_3\dot{q}_1 \cos(2q_2) - \theta_4\dot{q}_1 \cos(2q_2 + 2q_3) + \frac{1}{2}\theta_5\dot{q}_1 \sin(2q_2 \\
 &\quad +2q_3) - \theta_6L_2\dot{q}_1 \sin(2q_2 + q_3) - \theta_7L_2\dot{q}_1 \cos(2q_2 + q_3) \\
 C_{22}(q, \dot{q}) &= -\theta_6L_2\dot{q}_3 \sin(q_3) - \theta_7L_2\dot{q}_3 \cos(q_3) \\
 C_{23}(q, \dot{q}) &= -\theta_6L_2(\dot{q}_2 + \dot{q}_3) \sin(q_3) - \theta_7L_2(\dot{q}_2 + \dot{q}_3) \cos(q_3) \\
 C_{31}(q, \dot{q}) &= -\theta_4\dot{q}_1 \cos(2q_2 + 2q_3) + \frac{1}{2}\theta_5\dot{q}_1 \sin(2q_2 + 2q_3) + \frac{1}{2}\theta_6L_2\dot{q}_1(\sin(q_3) \\
 &\quad -\sin(2q_2 + q_3)) + \frac{1}{2}\theta_7L_2\dot{q}_1(\cos(q_3) - \cos(2q_2 + q_3)) \\
 C_{32}(q, \dot{q}) &= \theta_6L_2\dot{q}_2 \sin(q_3) + \theta_7L_2\dot{q}_2 \cos(q_3) \\
 C_{33}(q, \dot{q}) &= 0
 \end{aligned}
 \tag{B.16}$$

donde los parámetros $\theta_i, i = 1, 2, \dots, 21$ son los siguientes:

$$\begin{aligned}
 \theta_1 &= Iz z_1 + m_1(rx_1^2 + ry_1^2) + m_2[(d_2 + rz_2)^2 + rx_2^2] + Iyy_2 + m_3[(d_2 + d_3 + rz_3)^2 \\
 &\quad + rx_3^2 + L_2^2] + Iyy_3 \\
 \theta_2 &= Ixx_2 - Iyy_2 + m_2(ry_2^2 - rx_2^2) - m_3L_2^2 \\
 \theta_3 &= m_2rx_2ry_2 - Ixy_2 \\
 \theta_4 &= m_3rx_3ry_3 - Ixy_2 \\
 \theta_5 &= Ixx_3 - Iyy_3 + m_3(ry_3^2 - rx_3^2) \\
 \theta_6 &= m_3rx_3 \\
 \theta_7 &= m_3ry_3 \\
 \theta_8 &= m_3rx_3(d_2 + d_3 + rz_3) - Ixz_3 \\
 \theta_9 &= Iyz_3 - m_3ry_3(d_2 + d_3 + rz_3) \\
 \theta_{10} &= m_3L_2(d_2 + d_3 + rz_3) + m_2rx_2(d_2 + rz_2) - Ixz_2 \\
 \theta_{11} &= Iyz_2 - m_2ry_2(d_2 + rz_2) \\
 \theta_{12} &= Iz z_2 + m_2(rx_2^2 + ry_2^2)Iz z_3 + m_3(rx_3^2 + ry_3^2L_2^2) \\
 \theta_{13} &= Iz z_3 + m_3(rx_3^2 + ry_3^2) \\
 \theta_{14} &= g(m_2rx_2 + m_2L_2) \\
 \theta_{15} &= gm_2ry_2 \\
 \theta_{16} &= b_1 \\
 \theta_{17} &= fc_1 \\
 \theta_{18} &= b_2 \\
 \theta_{19} &= fc_2 \\
 \theta_{20} &= b_3 \\
 \theta_{21} &= fc_3
 \end{aligned}$$

(B.17)

Apéndice C

Publicaciones

Control tangente hiperbólico con ganancia variable

Ortega Méndez Abdiel, Reyes Cortés Fernando, Vargas Treviño Aurora, Vergara Limon Sergio.

Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Facultad de Ciencias de la Electrónica,
Posgrado en Automatización.

Resumen

En la industria existen procesos donde se requiere la intervención de robots manipuladores. Donde la eficiencia del proceso depende fundamentalmente del algoritmo de control de dicho robot. Uno de los controladores más conocidos y utilizados es el control proporcional-derivativo, donde su desempeño depende en gran medida de la sintonía las ganancias. El problema de sintonización es un proceso no trivial que resulta tedioso debido a que se realiza de manera empírica.

En este artículo se presenta el análisis de un control tipo tangente hiperbólico con ganancias variables autosintonizables. Para validar las propuestas teóricas se llevará acabo la implementación conocida como regulación en un robot de transmisión directa de 3 grados de libertad en ambiente Windows XP.

Palabras clave: Control proporcional derivativo, sintonía de las ganancias, robot de 3 grados de libertad.

1. Introducción

Para que un robot manipulador realice correctamente una tarea encomendada, se requiere de un algoritmo de control de alto desempeño. Por lo tanto, el diseño de algoritmos de control se ha convertido en una actividad científica permanente y sistemática con la finalidad de proponer nuevos esquemas con potencialidades, desempeño y presentaciones adecuadas para una correcta ejecución de la tarea encomendada al robot.

En este trabajo se aborda la problemática de control de robots manipuladores (regulación) donde se propone una sintonía automática con ganancias variables de un controlador con estructura tangente hiperbólica. Para validar la propuesta de sintonía, el algoritmo de control se implementa en un robot de

transmisión directa de 3 grados de libertad (gdl) del grupo de Robótica de la Facultad de Ciencias de la Electrónica. Para esto se desarrolla una interfaz en Visual Studio C++ en ambiente de Windows XP.

Actualmente en el estado del arte se encuentran reglas de sintonía utilizando lógica difusa y redes neuronales [1]. También se han propuesto algoritmos para hacer más suave la respuesta del grado de libertad a la entrada de un controlador [2], algunos otros investigadores optan por utilizar técnicas de adaptación [3][4]. Sin embargo, aún existe el problema de sintonía de las ganancias. Este problema será abordado en las siguientes secciones.

2. Plataforma Experimental

La plataforma experimental sobre la que se evaluará el algoritmo consiste en un robot de transmisión directa de 3 gdl que se mueve en un espacio tridimensional. El robot se muestra en la figura 1 y consta de tres articulaciones o eslabones rígidos fabricados de aluminio 6061 unidos mediante articulaciones del tipo rotacional con servomotores de transmisión directa, para estos es necesario 3 servoamplificadores (uno por cada servomotor) para proporcionar la energía necesaria de tal forma que el robot pueda desplazarse en su espacio de trabajo [5].

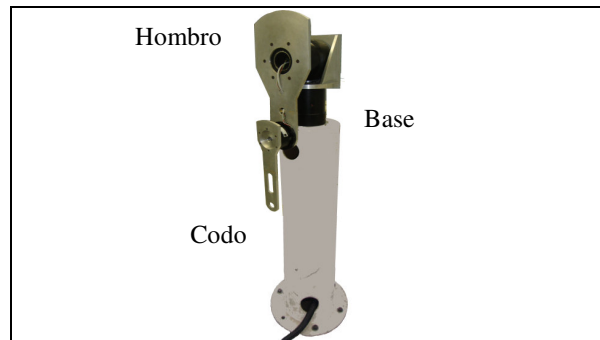


Fig. 1. Robot de 3 grados de libertad

Este robot se caracteriza por tener una arquitectura abierta, lo que significa que es posible evaluar cualquier algoritmo experimental de control.

Para enviar y recibir señales de los servoamplificadores se utiliza la tarjeta de instrumentación LC228 de la compañía Precision Micro Dynamics [6]. Esta tarjeta se conecta al bus PCI y trabaja con un procesador DSP en punto flotante, permitiéndonos trabajar a grandes velocidades en tiempo real. La tarjeta cuenta con 4 DAC's, decodificadores de cuadratura, entradas y salidas digitales entre lo más relevante para nuestra aplicación.

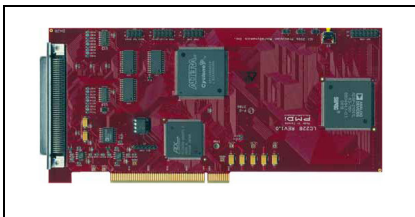


Fig. 2. Tarjeta LC228

El algoritmo de la interfaz que maneja al robot de 3 gdl se programó en Visual C++ en la plataforma Windows XP, ya que el fabricante provee librerías DLL que trabajan bajo este sistema operativo y que sirven para leer y escribir en el DSP de la tarjeta.

El algoritmo programado que maneja al robot se muestra en la figura 3.

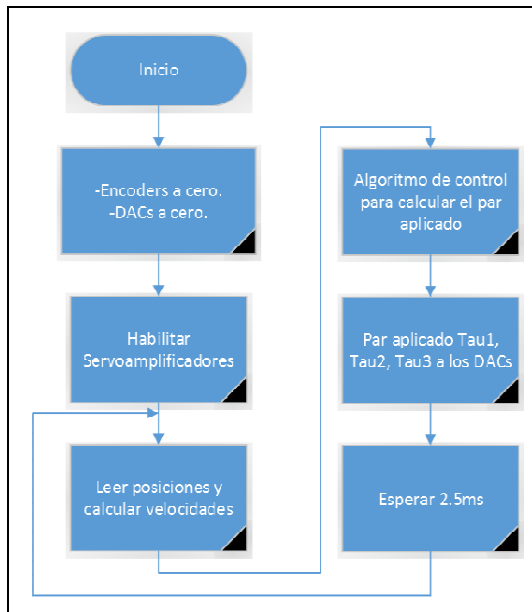


Fig. 3. Algoritmo general de la interfaz que controla el robot de 3gdl.

Este algoritmo fue programado en Visual C++, en una aplicación de consola Win32 donde se usaron librerías definidas por el fabricante y librerías usuales de Windows. Al iniciar el programa se limpian los encoders con funciones predefinidas por el fabricante, posteriormente se ponen los DACs a cero utilizando una función llamada mcWriteReg() que sirve para escribir en los registros del DSP. Después se habilitan los servo-amplificadores, se leen posiciones y se calculan velocidades para poder calcular los pares. Esto se realiza cada 2.5 ms utilizando el timer de la tarjeta LC228.

3. Controlador con ganancia variable

El objetivo de control de un robot manipulador consiste en encontrar una ley de control τ que proporcione los pares aplicados a las articulaciones del robot, de tal forma que mueva el extremo final de robot desde una posición inicial hasta una posición deseada. En términos formales se tiene lo siguiente:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{q}}(t) \\ \tilde{\mathbf{q}}(t) \end{bmatrix} \rightarrow 0 \quad (1)$$

dónde:

- $\dot{\mathbf{q}}(t)$ es la velocidad articular de movimiento.
- $\tilde{\mathbf{q}}(t)$ es la diferencia entre la posición deseada \mathbf{q}_d y la posición actual $\mathbf{q}(t)$ del robot $\tilde{\mathbf{q}}(t) = \mathbf{q}_d - \mathbf{q}(t)$.

La técnica más utilizada para controlar robots manipuladores se encuentra en la metodología de moldeo de energía, la cual fue propuesta por Arimoto en 1981 y perfeccionada por Santibáñez y Kelly mediante la generalización de una función estricta de Lyapunov [7]. Esta técnica consiste en proponer una función de energía artificial $u_a(K_p, \tilde{\mathbf{q}})$ tal que:

$$\tau = \nabla u_a(K_p, \tilde{\mathbf{q}}) - \mathbf{f}_v(K_v, \dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{g}(\mathbf{q}) \quad (2)$$

Dónde:

- $\nabla u_a(K_p, \tilde{\mathbf{q}}) = \frac{\partial u_a(K_p, \tilde{\mathbf{q}})}{\partial \tilde{\mathbf{q}}}$ representa el gradiente de la energía potencial.

- $u_a(K_p, \tilde{q})$ se conoce como la energía potencial artificial y es una energía de diseño.
- $f_v(K_v, \dot{q})$ representa el freno mecánico a través de la inyección de velocidad de movimiento.
- $g(q)$ es la compensación del par gravitacional.

Con esta técnica es posible implementar un gran número de controladores. Un ejemplo claro y muy común es el control proporcional derivativo.

El algoritmo de control proporcional derivativo (PD), es el esquema de control más común que existe hoy en día y que se aplica a robots manipuladores. La ecuación en lazo cerrado del modelo dinámico del robot manipulador y el control proporcional derivativo tiene un punto de equilibrio global y asintóticamente estable [8].

El controlador proporcional derivativo más compensación de gravedad está dado por la siguiente ecuación:

$$\tau = K_p \tilde{q} - K_v \dot{q} + g(q) \quad (3)$$

Donde K_p es la ganancia proporcional, K_v es la ganancia derivativa o freno mecánico y finalmente el término $g(q)$ representando la compensación de gravedad.

El controlador PD puede modificarse a uno de los controles saturados más comunes.

$$\tau = K_p \tanh(\tilde{q}) - K_v \tanh(\dot{q}) + g(q) \quad (4)$$

En ambos controladores el diseñador se enfrenta a la sintonización de las ganancias, proceso que resulta tedioso en la mayoría de los casos. Una forma de enfrentar este problema consiste en proponer una función para K_p que dependa del error \tilde{q} . Una forma de poder proponer esta función es relacionando el par con el error de posición. Se sabe que mientras el error sea máximo, el controlador debe de proporcionar el par necesario máximo y cuando el error sea cercano a cero, el par es el mínimo o el suficiente para mantener las articulaciones en esa posición. De acuerdo a la relación anterior se propone la siguiente función para $K_p(\tilde{q})$.

$$K_p(\tilde{q}_i) = k_p^* (1 - \beta e^{-\beta \tilde{q}_i^2}) \quad (5)$$

Donde k_p^* y β son números reales positivos.

La variable k_p^* es el par máximo deseado en el motor, β es una constante que mueve el rango de K_p y está acotada en $0 < \beta < 1$.

La ganancia K_v es posible relacionarla con la velocidad, debido a que en el freno mecánico reacciona de acuerdo a la inyección de \dot{q} . Por lo tanto, utilizando la estructura anterior se propone lo siguiente:

$$K_v(\dot{q}_i) = k_v^* (1 - \alpha e^{-\alpha \dot{q}_i^2}) \quad (6)$$

Donde $0 < \alpha < 1$. Tomando en cuenta las propuestas de sintonía mencionadas anteriormente, el controlador (3) toma la siguiente forma:

$$\tau = K_p(\tilde{q}) \tanh(\tilde{q}) - K_v(\dot{q}) \tanh(\dot{q}) + g(q) \quad (7)$$

Mientras que la estructura del modelo dinámico del robot de 3 gdl es el siguiente:

$$\tau = M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q}) + g(q) + f_f(\dot{q}, f_e) \quad (8)$$

La ecuación en lazo cerrado formada por el modelo dinámico y con la estructura de control genera un punto de equilibrio estable global en el sentido de Lyapunov, esta ecuación esta expresada de la siguiente forma:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{q} \\ \dot{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dot{q} \\ M(q)^{-1} [K_p(\tilde{q}) \tanh(\tilde{q}) - K_v(\dot{q}) \tanh(\dot{q}) - B\dot{q} - C(q, \dot{q})\dot{q}] \end{bmatrix} \quad (9)$$

Donde el punto de equilibrio existe y es único.

La demostración de estabilidad del punto de equilibrio de la ecuación en lazo cerrado (8) en el sentido de Lyapunov queda de la siguiente forma:

Proponiendo la siguiente función candidata de Lyapunov:

$$V(\tilde{q}, \dot{q}) = \frac{1}{2} \dot{q}^T M(q) \dot{q} + \int_0^{\tilde{q}} \tanh(\tilde{q})^T K_p(\tilde{q}) d\tilde{q} \quad (10)$$

Donde el primer término es definido positivo debido a que la energía cinética $M(\mathbf{q})$ es definida positiva. El segundo término es la energía potencial artificial, por diseño es definido positivo, por lo tanto la función $V(\tilde{\mathbf{q}}, \dot{\tilde{\mathbf{q}}})$ es definida positiva.

La derivada temporal de la función de energía (9) que da la siguiente forma:

$$\dot{V}(\tilde{\mathbf{q}}, \dot{\tilde{\mathbf{q}}}) = \dot{\tilde{\mathbf{q}}}^T M(\mathbf{q})\ddot{\tilde{\mathbf{q}}} + \frac{1}{2}\dot{\tilde{\mathbf{q}}}^T \dot{M}(\mathbf{q})\dot{\tilde{\mathbf{q}}} + \tanh(\tilde{\mathbf{q}})^T K_p(\tilde{\mathbf{q}})\dot{\tilde{\mathbf{q}}} \quad (11)$$

$$= \dot{\tilde{\mathbf{q}}}^T K_p(\tilde{\mathbf{q}}) \tanh(\tilde{\mathbf{q}}) - \dot{\tilde{\mathbf{q}}}^T K_v(\dot{\tilde{\mathbf{q}}}) \tanh(\dot{\tilde{\mathbf{q}}}) - \dot{\tilde{\mathbf{q}}}^T B\dot{\tilde{\mathbf{q}}} - \dot{\tilde{\mathbf{q}}}^T C(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\tilde{\mathbf{q}}} + \frac{1}{2}\dot{\tilde{\mathbf{q}}}^T \dot{M}(\mathbf{q})\dot{\tilde{\mathbf{q}}} - \tanh(\tilde{\mathbf{q}})^T K_p(\tilde{\mathbf{q}})\dot{\tilde{\mathbf{q}}} \quad (12)$$

Considerando la propiedad de antisimetría [9] $\frac{1}{2}\dot{\tilde{\mathbf{q}}}^T [\dot{M}(\mathbf{q}) - 2C(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})]\dot{\tilde{\mathbf{q}}} = 0$ del modelo dinámico y cancelando términos se demuestra lo siguiente:

$$\dot{V}(\tilde{\mathbf{q}}, \dot{\tilde{\mathbf{q}}}) = -\dot{\tilde{\mathbf{q}}}^T K_v(\dot{\tilde{\mathbf{q}}}) \tanh(\dot{\tilde{\mathbf{q}}}) - \dot{\tilde{\mathbf{q}}}^T B\dot{\tilde{\mathbf{q}}} \leq 0 \quad (13)$$

Cumpliendo con el teorema de estabilidad de Lyapunov, quedando demostrada la estabilidad del punto de equilibrio de la ecuación en lazo cerrado (8).

4. Análisis de resultados

Después de la teoría mostrada anteriormente, se mostrarán los resultados experimentales obtenidos de la plataforma experimental mencionada al inicio. Las funciones implementadas para las ganancias proporcionales son las siguientes:

$$\begin{aligned} K_{p1}(\tilde{q}_1) &= 15(1 - 0.9e^{-0.9\tilde{q}_1^2})\text{Nm} \\ K_{p2}(\tilde{q}_2) &= 29(1 - 0.1e^{-0.1\tilde{q}_2^2})\text{Nm} \\ K_{p3}(\tilde{q}_3) &= 2.027(1 - 0.8e^{-0.8\tilde{q}_3^2})\text{Nm} \end{aligned} \quad (14)$$

Y para las ganancias derivativas se propone las siguientes funciones:

$$\begin{aligned} K_{v1}(\dot{q}_1) &= 13.5(1 - 0.9e^{-0.9\dot{q}_1^2})\text{Nm} \\ K_{v2}(\dot{q}_2) &= 20.22(1 - 0.1e^{-0.1\dot{q}_2^2})\text{Nm} \\ K_{v3}(\dot{q}_3) &= 1.7(1 - 0.1e^{-0.1\dot{q}_3^2})\text{Nm} \end{aligned} \quad (15)$$

Usando las funciones anteriores, se implementa el regulador (6) a las siguientes posiciones deseadas; $q_{d1} = 45^\circ$, $q_{d2} = 45^\circ$, $q_{d3} = 45^\circ$.

A partir de la implementación se obtienen los resultados para los errores de posición. En la figura 4, 5, 6 se muestran el error de posición del codo, hombro y codo del robot de 3gdI respectivamente. En estas figuras se observa que el error de posición tiende a cero.

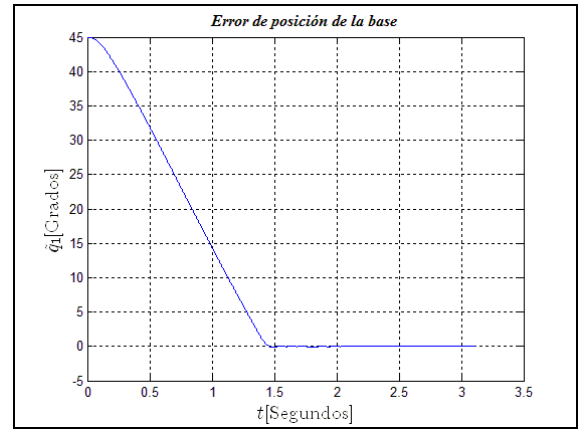


Fig. 4. Error de posición de la base

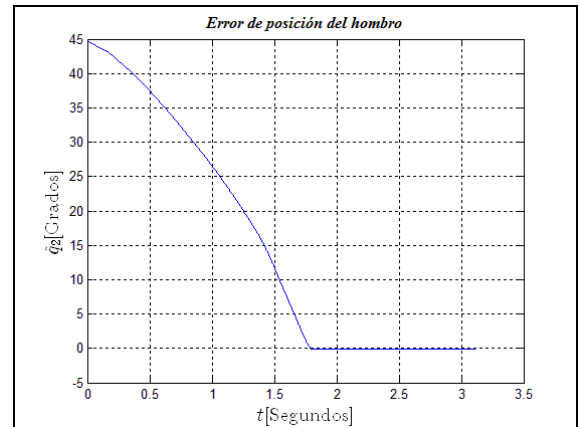


Fig. 5. Error de posición del hombro

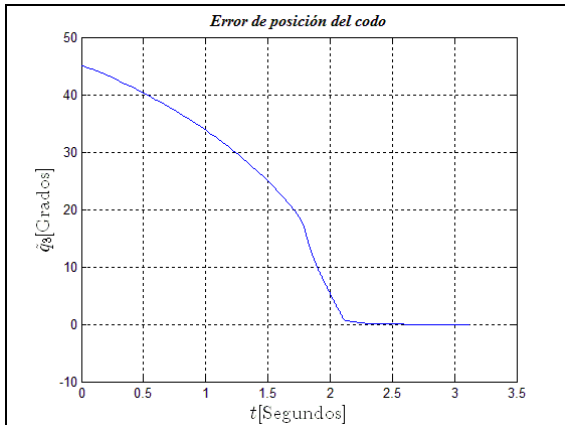


Fig. 6. Error de posición del codo.

El tiempo del estado transitorio del error de posición depende en gran medida de la función propuesta para dichas ganancias.

Las variaciones de las ganancias proporcionales son mostradas en las figuras 7, 8 y 9.

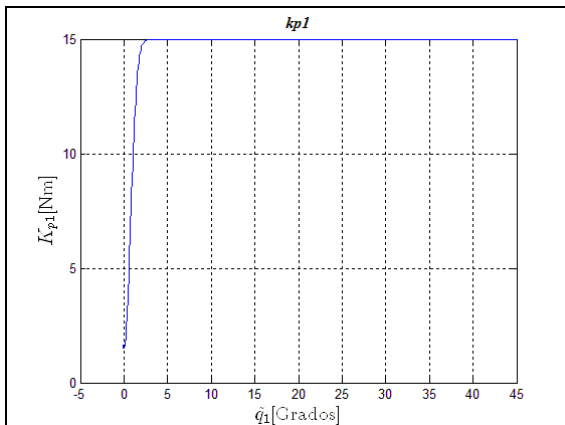


Fig. 7. Ganancia proporcional de la base.

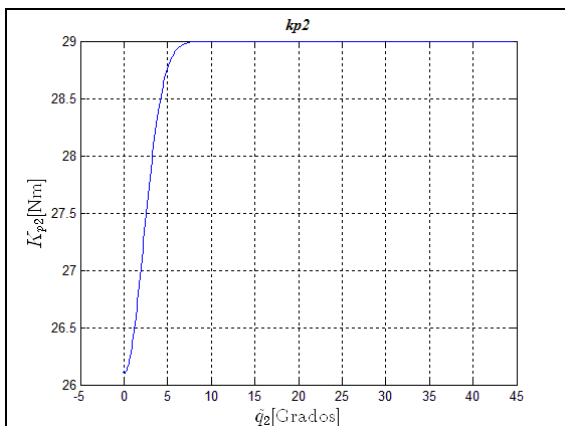


Fig. 8. Ganancia proporcional del hombro.

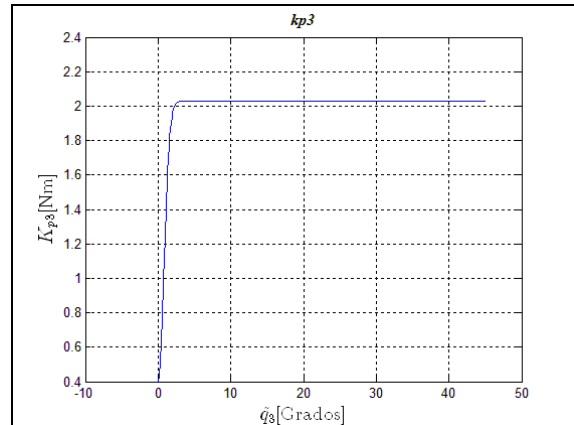


Fig. 9. Ganancia proporcional del codo.

En las figuras 7,8 y 9 se muestra la variación de las ganancias proporcionales donde se observa que después de un tiempo, estas toman un valor constante, debido a que el error de posición tiende a cero.

La variación de las ganancias derivativas se observa en las figuras 10,11 y 12.

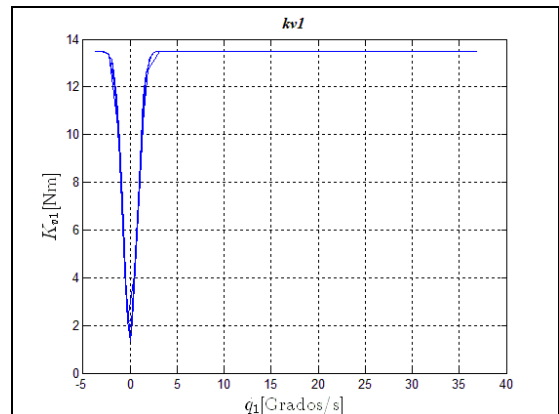


Fig. 10. Ganancia derivativa de la base.

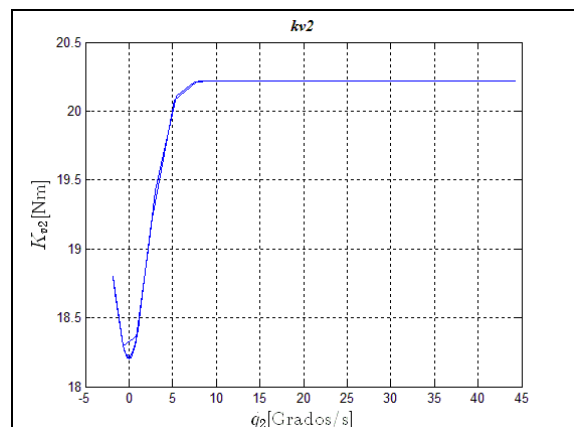


Fig. 11. Ganancia derivativa del hombro.

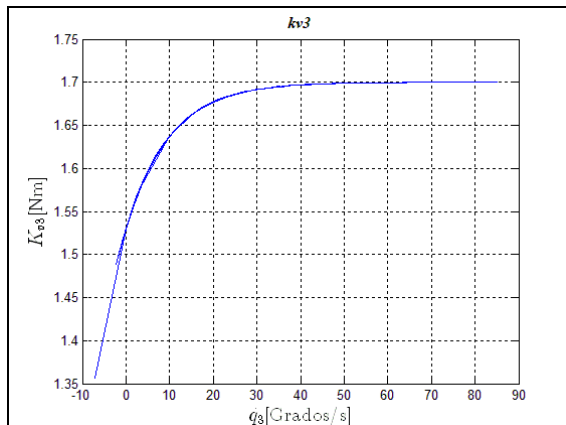


Fig. 12. Ganancia derivativa del codo.

La variación de la ganancia derivativa depende de la velocidad en las figuras 10, 11 y 12 se observa un cambio al inicio, donde la ganancia toma un valor constante, este valor se mantiene mientras la velocidad es constante, posteriormente la velocidad tiene a disminuir, significando que el robot está llegando a su posición deseada llevando la ganancia derivativa a otro valor numérico.

Este tipo sintonización permite realizar movimientos suaves en las articulaciones del robot, ya que la ganancia proporcional y derivativa se mueve dependiendo del error de posición y de la velocidad de movimiento.

5. Conclusiones

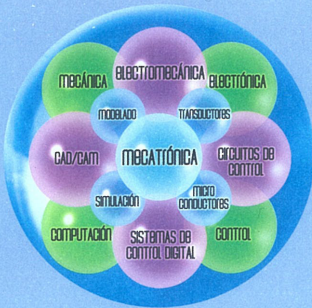
La propuesta de la ganancia variable evita procesos tediosos y empíricos en la sintonía de dichas ganancias. El desempeño del controlador, depende en gran medida de la propuesta de las funciones que describen las ganancias.

Utilizando la técnica de moldeo de energía, existe un gran número de familias donde se puede aplicar ganancias variables. De la misma forma existen muchas familias para analizar experimentalmente en el robot de 3 gdl. Por lo que aún queda abierto el problema de sintonía de ganancias.

En el trabajo futuro se pretende mejorar el desempeño del controlador proponiendo nuevas funciones de sintonía y evaluando dichas ganancias en aplicaciones prácticas, como pintado o traslado de objetos. También se pretende realizar comparaciones tecnológicas entre Robots industriales y el robot de nuestra plataforma experimental, utilizando ganancias variables.

Referencias

- [1] Arimendariz J., Parra V., García R., Hirai S., "Dynamic Self-Tuning PD Control for Tracking of Robot Manipulators", 51st IEEE Conference on Decision and Control, IEEE, pp. 1172-1179, Maui Hawaii, 2012
- [2] Huafei X., Shaoping W., "Auto-tuning PID module of robot motion system", Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 6th IEE Conference on, pp. pages 668-673, Beijing, 2011
- [3] Farzin P., N. sulaiman, Sadeq A., Mohammadali D., Abbas Z., "Position Control of Robot Manipulator: Design a Novel SISO Adaptive Sliding Mode Fuzzy Sliding Mode Control", International Journal of Artificial Intelligence and Expert System, Vol 2, pp. pages 208-228, Malaysia, 2011
- [4] Xin P., Bihuan C., Yijun Y., Wenyun Z., "Self-tuning of Software through Goal-based Feedback Loop Control", 18th IEEE International Requirements Engineering Conference, pp. pages 104-107, Sydney Australia, 2010
- [5] Reyes F., "Robótica Control de Robots Manipuladores", Alfaomega, México, Primera edición, 2011.
- [6] PMDI. PrecisionMicroDynamics, *LC228 User Manual, Hardware Installation, Software Driver Installation, Register Access C-Library*, 2007.
- [7] Santibáñez V., Kelly R., Reyes F., "Strict Lyapunov functions for control of robot manipulators", Automatica, Vol 33, No. 4, pp. pages 675-682, 1997
- [8] Kelly R., Santibáñez V., Loria A., "Control of Robot Manipulators in Joint Space", Springer-Verlag, México, Primera edición, 2005.
- [9] Sánchez P. Reyes F., López A., Jiménez C., "Demostración Matemática Controlador Jacobiano Transpuesto y de la propiedad de Antisimetría.", 4° Congreso Nacional de Mecatrónica, Asociación Mexicana de Mecatrónica A.C., Universidad Tecnológica de Coahuila, 2005



Asociación Mexicana de Mecatrónica A.C.

EN EL MARCO DE SU:

12° Congreso Nacional de Mecatrónica

Otorga el presente

Reconocimiento a:



ASOCIACIÓN MEXICANA
DE MECATRÓNICA A.C.

ORTEGA MÉNDEZ ABDIEL

POR SU BRILLANTE PRESENTACIÓN DEL ARTÍCULO

“Control tangente hiperbólico con ganancia variable”

10 Y 11 de Octubre de 2013, León, Guanajuato.

EMP. CARLOS MACEDA RAMÍREZ
Presidente de la Asociación

ING. RAFAEL RODRÍGUEZ GALLEGOS
Director del
INSTITUTO TECNOLÓGICO DE LEÓN

Bibliografía

- [1] L. Guo and H.-F. Chen, “The Åström-Wittenmark Self-Tuning Regulator Revisited and ELS-Based Adaptive Trackers,” *IEEE Transactions on automatic control*, vol. 36, pp. pages 802–812, July 1991.
- [2] J. Armendariz, V. Parra-Vega, Garcia-Rodriguez, and S. Hirai, “Dynamic Self-Tuning PD Control for Tracking of Tobot Manipulators,” *51st IEEE Conference on Decision and Control*, pp. pages 1172–1179, December 2012.
- [3] R. Kelly, V. Santibáñez, and A. Loria, *Control of Robot Manipulators in Joint Space*. London: Springer-Verlag, 2005.
- [4] H. Xiao and S. Wang, “Auto-tuning PID Module of Robot Motion System,” *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 6th IEEE Conference on*, pp. pages 668–673, June 2011.
- [5] A. K. P. Ritu Rani De(Maity), RajaniK. Mudi, “A PD-Type Self-Tuning FLC for Second-order Systems with Dead-time,” *IEE International Conference on Advanced Communication Control and Computing Technologies*, pp. pages 409–413, July 2012.
- [6] J. Zhihong, G. X. L. Hui, and Z. Zhi, “Observation of Load torque and Auto-tuning of PD Regulator for Space Robot Servo System Based on A Linear Driver,” *IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, pp. pages 622–626, March 2008.

- [7] X. Peng, B. Chen, Y. Yu, and wenyun Zhao, “Self-Tuning of Software Systems through Goal-based Feedback Loop Control,” *18th IEEE International Requirements Engineering Conference*, pp. pages 104–107, July 2010.
- [8] F. Piltan, N. Sulaiman, S. Allahdadi, M. Dialame, Dialame, and A. Zare, “Position Control of Robot Manipulator: Design a Novel SISO Adaptative Sliding Mode Fuzzy PD Fuzzy Sliding Mode Control,” *International Journal of Artificial intelligence and Expert System*, vol. 2, pp. pages 208–228, 2011.
- [9] F. Reyes-Cortés, *Robótica, control de robots manipuladores*. México: Alfaomega, 2011.
- [10] S. W. Smith, *The Scientist and Engineer’s Guide To Digital Signal Processing*. USA: California Technical Publishing, 1997.
- [11] A. S. Phil Lapsley, Jeff Bier and E. A. Lee, *DSP Processor Fundamentals: Architectures and Features*. Berkeley, California: Wiley, 1996.
- [12] PMDi, PrecisionMicroDynamics, *LC228 User Manual, Hardware Installation, Software Driver Installation, Register Acces C-Library*, 2007.
- [13] P. Sanchez-Sánchez, F. Reyes-Cortés, and J. Cid-Monjaraz, “A new position controller: Pascal’s Cartesian Controllers,” *WSEAS Int. Conf. on Dynamical systems and control*, pp. pages 185–191, November 2005.
- [14] A.-J. Barragán-Piña and J.-M. Andújar-Márquez, *Síntesis de Sistemas de Control Borroso Estables por Diseño*. España: Universidad de Huelva, 2009.
- [15] A. Ortega-Méndez, F. Reyes-Cortés, A. Vargas-Treviño, and S. Vergara-Limón, “Control Tangente Hiperbólico con Ganancia Variable,” *12º Congreso Nacional de Mecatrónica*, Octubre 2013.
- [16] FANUC Robotics, *FANUC Robotics R-J3iB Mate Controller LR Handling Tool Operator’s Manual, MAROIBLRH02021E REV.C*, 2005.

- [17] C. Chávez-Olivares, F. Reyes-Cortés, E. González-Galván, M. Mendoza-Gutierrez, and I. Bonilla-Gutierrez, “Experimental Evaluation of Parameter Identification Schemes on an Anthropomorphic Direct Drive Robot,” *International Journal of Advanced Robotic Systems*, August 2012.