

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

Sistema de control digital aplicado a una
máquina de recubrimiento por plasma-polimerización

Que como parte de los requisitos para obtener el grado de
Maestro en Instrumentación y Control Automático

Presenta:

Ing. José Manuel Flores Juárez

Dirigido por:

Dr. José Marcelino Gutiérrez Villalobos

Dr. José Marcelino Gutiérrez Villalobos
Presidente

Dr. Juan Manuel Ramos Arreguín
Secretario

Dr. Efren Gorrostieta Hurtado
Vocal

Dr. Jesús Carlos Pedraza Ortega
Suplente

Dr. Juvenal Rodríguez Reséndiz
Suplente

Centro Universitario Querétaro, Qro.
Julio 2019
Mexico

RESUMEN

El consumo de energía es uno de los indicadores de bienestar social, la economía funciona en base al crecimiento continuo, sin mencionar el daño causado al medio ambiente. Por lo que es necesario buscar otras fuentes de energía alternas. Una de las mejores fuentes de energías alternativas, es la solar ya que es prácticamente inagotable y tiene un impacto casi nulo. Para promover el uso de energía solar el centro de investigación y desarrollo tecnológico en electroquímica (Cideteq) ha desarrollado, un proyecto el cual consiste en fabricar un campo experimental de helióstatos para la generación de energía. En el proceso de fabricación de los espejos de los helióstatos, la parte más crítica es cuando se aplica el recubrimiento de protección por plasma-polimerización. Para poder enfrentar este problema, surge la necesidad de desarrollar un sistema de control digital para la aplicación de un recubrimiento en forma de pintura sobre un plano x-y que consiste en depositar una sustancia química sobre una superficie plana. La aplicación del recubrimiento cambia en relación proporcional a las distancias de aplicación entre el dispositivo de recubrimiento y la superficie plana, la velocidad y la posición del dispositivo de aplicación. El objeto principal de este trabajo consiste en mostrar diferentes tipos de controladores en mesas x-y que se han utilizado a lo largo de la historia de la automatización en máquinas industriales que trabajan con diferentes tipos de precisión en el proceso de pintura y seleccionar el control que más se adecue para la aplicación del recubrimiento de protección. A diferencia de las maquinas de herramientas de control el sector de la robótica y otros equipamientos industriales no han adoptado ningún estándar significativo en el área de control, por lo que cada fabricante ofrece su propia tecnología, lo que dificulta la integración de los robots en los entornos de producción. Incluso, es frecuente que las mejoras introducidas en el lenguaje de programación no pueden ser utilizadas en el sistema ya en funcionamiento; esto debido a la arquitectura cerrada de los controladores que no permiten una reconfiguración o modularidad de sus componentes. Con base a lo anterior se debe de tomar en cuenta para el desarrollo y simulación de un control digital, en donde se consideren todos los requisitos necesarios para aplicar de forma ideal el recubrimiento de plasma polimerización cuidando la relacion costo-beneficio. Para el desarrollo de proyectos con elevados cálculos matemáticos y la visualización gráfica de estos Matlab integra un analisis numérico, el cálculo matricial, el proceso de señales, todo ello en un entorno fácil para el usuario. Con la finalidad de validar los resultados obtenidos en cada uno de los controladores anteriormente citados, se realizo una simulación con un controlador del tipo PID y un controlador PID combinado con un perfil de velocidad. En dichos controladores se simulo el modelo dinámico y el control de una mesa x-y para la aplicación de un recubrimiento en forma de pintura. Cada uno de los controladores anteriormente citados realizaron comparaciones con controladores de artículos previos con la finalidad de obtener mejoras en el sistema y aumentar la precisión para eficientar el proceso y la mayoría de estos controladores utilizan como base a un controlador PID. Debido a esto se puede llegar a la conclusión de que, si se obtienen resultados adecuados en la simulación de un controlador PID, cada uno de los controladores anteriormente citados funcionarían.

Palabras Clave: CPP*, Control pintura, control en recubrimientos, mesa x-y

SUMMARY

The energy consumption is one of the social welfare indicators, economy works on the basis of continuous growth, without mentioning the damage caused to the environment. So it is necessary to look for alternative sources of energy. One of the best sources of alternative energies is the solar one since it is practically inexhaustible and has almost no impact. To promote the use of solar energy, the Center for Research and Technological Development in Electrochemistry (CIDETEQ) has developed a project which consists on manufacturing in of heliostats for the generation of energy. In the manufacturing process of the heliostats mirrors, the most critical part is when the plasma-polymerization protection coating is applied. In order to face this problem, the increasing need for developing a digital control system for the application of a coating in the form of a paint applied on a x-plane that consists of depositing a chemical substance on a flat surface. The application of the coating changes is proportional to the application distances between the coating device and the flat surface, the speed and the position of the application device. The main purpose of this work is to show different types of controllers in X-Y tables that have been used throughout the history of automation in industrial machines that work with different types of precision in the painting process and to select the control that is the most suitable for the application of the protective coating. Unlikely, the control tool machines, the robotics industry and other industrial equipment have not adopted any significant standard in the control area, so each manufacturer offers its own technology, which makes it difficult to integrate robots into the production environments. Even, it is frequent that the improvements introduced in the programming language can not be used in the systems already in operation; this is due to the closed architecture of the controllers that do not allow a reconfiguration or modularity of its components. Based on the above, it must be taken into account for the development and simulation of a digital control, where all the necessary requirements are considered to ideally apply the plasma polymerization coating, taking care of the cost-benefit relationship. For the development of projects with high mathematical calculations and graphic visualizations of these Matlab integrate a numerical analysis, the matrix calculation, the signal process, all of that in an easy environment for the user. In order to validate the results obtained, in each one of the aforementioned controllers, a simulation was carried out with a PID-type controller and a PID controller combined with a velocity profile. In controllers mentioned before, the dynamic model and the control of an x-y table were simulated for the application of a coating in the form of a paint. Each of the aforementioned controllers were used to make comparisons with controllers of previous articles in order to obtain improvements in the system and increase the accuracy to make the process more efficient and most of these controls are based on PID controller. Due to this, it can be concluded that if adequate results are obtained in the simulation of a PID controller, the aforementioned controllers will work correctly.

Keywords: CPP*, Paint controller, coating controlle, table x-y.

DEDICATORIA

A mi familia, por que, gracias a su cariño, guía y apoyo he llegado a realizar un objetivo más en mis estudios profesionales, que constituyen el legado más valioso que pueda recibir.

Dirección General de Bibliotecas UAQ

AGRADECIMIENTOS

A Dios, por acompañarme todos los días en mi camino.

A mi familia por que son un pilar importante en mi vida y sin ellos no habria llegado hasta aquí. Los quiero familia.

A mis sinodales y maestros; Dr. Juan Manuel Ramos Arreguin, Dr. Efrén Gorrostieta Hurtado, Jesús Carlos Pedraza Ortega, Dr. José Marcelino Gutiérrez Villalobos y Dr. Juvenal Rodríguez Reséndiz por que siempre me apoyaron en los momentos que mas los necesitaba, por sus palabras y correcciones para terminar este trabajo.

A mis compañeros Hugo Torres y Samir Cabello por brindarme su ayuda y su amistad.

A la Universidad Autónoma de Querétaro por darme la oportunidad de seguir desarrollándome y de poder aportar algo a la sociedad. "Educo en la verdad y el honor."

A CONACyT por confiar en proyectos que son el presente de nuestro país.

A todas las personas que durante este tiempo me brindaron su ayuda para terminar este Proyecto.

Índice

1. Introducción	9
1.1 Justificación	10
1.2 Descripción del problema	10
2. Objetivos	12
2.1 Objetivo general	12
2.2 Objetivos particulares	12
3. Antecedentes y/o fundamentación teórica	13
4. Marco Teórico	35
4.1 Concepto de Simulación	35
4.2 Métodos Numéricos para ODEs	40
4.3 Métodos Numéricos para ODE's	40
4.4 Introducción a MATLAB	43
4.4.1 Opciones de ode45	44
4.5 Componentes de un sistema de control de movimiento	45
4.6 Modelado matemático	46
4.6.1 Ecuaciones Eléctricas	47
4.6.2 Ecuaciones mecánicas	48
4.7 Diseño de un controlador	51
4.8 Acción de control proporcional integral derivativa	52
4.9 Control de Movimiento	54
4.10 Ajustes de control para un sistema de mesa x-y	62
5. Metodología	63
5.1 Modelado del sistema de un motor DC	63
5.2 Representación de Matlab	65
5.3 Respuesta de lazo cerrado	68
5.4 Modelo de la mesa	71
5.5 Trayectoria de la mesa	72
5.6 Control de movimiento	73
5.7 Ajuste del controlador PID	74
5.8 Trayectoria del perfil	76
6. Resultados	78
6.1 Control de movimiento PID combinado con un perfil de velocidad	81
7. Conclusiones	85
8. Referencias bibliográficas	86

Índice de imágenes

<i>FIGURA 1.</i> ILUSTRA EL PUNTO DE INICIO PARA LA APLICACIÓN DEL RECUBRIMIENTO DE PLASMA-POLIMERIZACIÓN.	10
<i>FIGURA 2.</i> ILUSTRA EL PROCESO DE APLICACIÓN DEL RECUBRIMIENTO DE PLASMA-POLIMERIZACIÓN.	11
<i>FIGURA 3.</i> GENERACIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA POR ENERGÍA TERMOSOLAR, CON UN HELIÓSTATO QUE DIRECCIONA LA ENERGÍA SOLAR A UN RECEPTOR.	13
<i>FIGURA 4.</i> ILUSTRA A UN HELIÓSTATO.	14
<i>FIGURA 5.</i> ILUSTRA UN HELIÓSTATO EN EL CIDETEQ.	14
<i>FIGURA 6.</i> ILUSTRA EL PROCESO DE PLASMA-POLIMERIZACIÓN.	15
<i>FIGURA 7.</i> ILUSTRA EL EQUIPO DE PLASMA-POLIMERIZACIÓN PAD 10.	16
<i>FIGURE 8.</i> ILUSTRA LA RELACIÓN ENTRE EL EQUIPO DE PLASMA-POLIMERIZACIÓN Y LA MESA X-Y PARA GENERAR EL CONTROL DIGITAL.	17
<i>FIGURA 9.</i> ILUSTRA EL MODELO FÍSICO DEL SISTEMA A CONSIDERAR PARA EL DESARROLLO DEL CONTROL DIGITAL.	17
<i>FIGURA 10.</i> CONTROL DE SISTEMAS CON ZONA MUERTA USANDO CONTROLADORES PD CON PRECOMPENSACIÓN DIFUSA.	19
<i>FIGURA 11.</i> CONTROLADOR DE LÓGICA DIFUSA DE DOS CAPAS.	20
<i>FIGURA 12.</i> CONTROLADOR ROBUSTO BASADO EN UNA RED CMAC PARA SISTEMAS CON FRICCIÓN.	20
<i>FIGURA 13.</i> CONTROLADOR ROBUSTO DE MOVIMIENTO PARA UN SISTEMA DE POSICIONAMIENTO DE ALTA PRECISIÓN.	21
<i>FIGURA 14.</i> CONTROL DE LÓGICA DIFUSA DE UNA TABLA DE POSICIONAMIENTO CON LA IMPLEMENTACIÓN EN TIEMPO REAL EN UN DSP.	22
<i>FIGURA 15.</i> CONTROL DE ALTA PRECISIÓN DE SISTEMAS DE POSICIONAMIENTO CON LINEALIDADES NO LISAS.	23
<i>FIGURA 16.</i> CONTROL DE CONTORNO MEJORADO PARA SISTEMAS DE MÚLTIPLES EJES CON UNA ESTRUCTURA DE DOS GRADOS DE LIBERTAD.	24
<i>FIGURA 17.</i> CONTROL DE CONTORNO DE SERVO SISTEMAS MECATRÓNICOS USANDO REDES NEURONALES CAÓTICAS.	26
<i>FIGURA 18.</i> ILUSTRA EL PROCESO PARA LA SIMULACION DE UN CONTROL.	35
<i>FIGURA 19.</i> ILUSTRA LOS PASOS DE ESTUDIO PARA LA SIMULACIÓN.	35
<i>FIGURA 20.</i> ILUSTRA EL DIAGRAMA DE UN MOTOR DE CD QUE PUEDE SER ESTUDIADO MEDIANTE ECUACIONES EDO.	36
<i>FIGURA 21.</i> ILUSTRA EL DIAGRAMA DE UN CIRCUITO ELÉCTRICO QUE PUEDE SER ESTUDIADO MEDIANTE ECUACIONES DAE.	37
<i>FIGURA 22.</i> SE ILUSTRA EL MÉTODO POR LINEALIZACION DE LA DAE.	42
<i>FIGURA 23.</i> ILUSTRA EL SISTEMA PARA EL CONTROL DIGITAL DE LA MESA X-Y.	45
<i>FIGURA 24.</i> ILUSTRA LOS COMPONENTES DE UN SISTEMA DE CONTROL DE MOVIMIENTO.	46
<i>FIGURA 25.</i> ILUSTRA EL MODELO DEL MOTOR DE IMANES PERMANENTES DE DC.	47
<i>FIGURA 26.</i> ILUSTRA EL DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN MOTOR DC.	49
<i>FIGURA 27.</i> ILUSTRA LA ESTRUCTURA DEL SISTEMA DE CONTROL PID.	53
<i>FIGURA 28.</i> ILUSTRA EL SISTEMA DE MOVIMIENTO SIMPLE EN CADA UNO DE LOS EJES DE LA MESA X-Y.	55

<i>FIGURA 29.</i> ILUSTRA LA TRAYECTORIA DE SEGUNDO ORDEN.....	56
<i>FIGURA 30.</i> ILUSTRA LA GRAFICA POSICION DEL SISTEMA X-Y.	57
<i>FIGURA 31.</i> ILUSTRA LA GRAFICA DE POSICIÓN CON RESPECTO AL TIEMPO DE UN PERFIL DE VELOCIDAD TRAPEZOIDAL.	58
<i>FIGURA 32.</i> ILUSTRA LA GRAFICA DE UN PERFIL DE VELOCIDAD TRAPEZOIDAL.	58
<i>FIGURA 33.</i> EL MOTOR ES ACELERADO Y DESACELERADO A UNA VELOCIDAD CONSTANTE, RESPECTIVAMENTE, A LO LARGO DE UN PERFIL TRAPEZOIDAL.	59
<i>FIGURA 34.</i> ILUSTRA LA ESTRUCTURA GENERAL DEL CONTROL CINEMÁTICO.	62
<i>FIGURA 35.</i> ILUSTRA LA METODOLOGÍA DEL PROYECTO PARA GENERAR EL CONTROL DE MOVIMIENTO.....	63
<i>FIGURA 36.</i> ILUSTRA EL DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA APLICACIÓN DE UN CONTROLADOR A UN MODELO DEL MOTOR DE DC.	68
<i>FIGURA 37.</i> ILUSTRA LA RESPUESTA DEL MOTOR DEL EJE X AL APLICAR LA FUNCIÓN STEP. ...	70
<i>FIGURA 38.</i> ILUSTRA LA RESPUESTA DEL MOTOR DEL EJE Y AL APLICAR LA FUNCIÓN STEP. ...	70
<i>FIGURA 39.</i> ILUSTRA LA SINTONIZACIÓN DEL CONTROL DE MOVIMIENTO.....	76
<i>FIGURA 40.</i> GRÁFICA DE LA COMPARACIÓN DE LA TRAYECTORIA REAL Y LA TRAYECTORIA TEÓRICA DE LA MESA X-Y UTILIZANDO UN CONTROLADOR PUNTO A PUNTO.	78
<i>FIGURA 41.</i> GRÁFICA DE LA COMPARACIÓN DE LA TRAYECTORIA REAL Y LA TRAYECTORIA TEÓRICA EN EL EJE X UTILIZANDO UN CONTROLADOR PUNTO A PUNTO.	79
<i>FIGURA 42.</i> GRÁFICA DE LA COMPARACIÓN DE LA TRAYECTORIA REAL Y LA TRAYECTORIA TEÓRICA UTILIZANDO UN CONTROLADOR PID DE TRAYECTORIAS.	80
<i>FIGURA 43.</i> GRÁFICA DEL ERROR GENERADO COMPARANDO LA TRAYECTORIA REAL Y LA TRAYECTORIA TEÓRICA UTILIZANDO UN CONTROLADOR PID DE TRAYECTORIAS.	81
<i>FIGURA 44.</i> GRÁFICA DE LA TRAYECTORIA REAL Y EL PERFIL DE VELOCIDAD.	82
<i>FIGURA 45.</i> GRÁFICA DE LA COMPARACIÓN DE LA TRAYECTORIA REAL Y LA TRAYECTORIA TEÓRICA UTILIZANDO UN CONTROLADOR PID DE TRAYECTORIAS COMBINADO CON UN PERFIL DE VELOCIDAD.....	83
<i>FIGURA 46.</i> GRÁFICA DEL ERROR GENERADO COMPARANDO LA TRAYECTORIA REAL Y LA TRAYECTORIA TEÓRICA UTILIZANDO UN CONTROLADOR PID DE TRAYECTORIAS COMBINADO CON UN PERFIL DE VELOCIDAD.....	84

1. Introducción

El consumo de energía es uno de los indicadores de bienestar social, la economía funciona en base al crecimiento continuo, sin mencionar el daño causado al medio ambiente. Por lo que es necesario buscar otras fuentes de energía alternas, hoy en día tenemos la tecnología para desarrollar diferentes fuentes de energía alternas con respecto a las energías generadas a través de los combustibles fósiles. Una de las mejores fuentes de energías alternativas es la solar ya que es prácticamente inagotable y tiene un impacto casi nulo. Para promover el uso de energía solar el centro de investigación y desarrollo tecnológico en electroquímica (Cideteq) ha desarrollado, un Proyecto el cual consiste en fabricar un campo experimental para la generación de energía. Para este campo se van a utilizar los helióstatos que son dispositivos con un gran potencial para la generación de energía eléctrica. El Cideteq se encargará de elaborar los espejos para los Helióstatos, dicho procedimiento consiste en preparar una superficie de acrílico mediante un proceso químico para la aplicación de una película de plata, para después aplicar un recubrimiento de protección conocido como plasma-polimerización con la finalidad de evitar que la cubierta de plata se oxide y el espejo sea capaz de reflejar una gran cantidad de luz solar.

Dentro del proceso de la elaboración de los espejos de los heliostatos, el proceso más crítico es la aplicación del recubrimiento de protección ya que para la aplicación de este proceso es necesario adquirir un dispositivo mecatrónico y adaptarlo al proceso, debido a que el centro de investigación adquirió un equipo con el cual se puede aplicar el recubrimiento de forma manual, necesitan adaptarlo a un dispositivo para que la producción sea de forma automatizada, ya que al aplicarlo de forma manual no se ha obtenido el acabado necesario debido a que es un proceso de manufactura complicado, el cual más adelante se abordará en este trabajo.

Si la aplicación del recubrimiento de plasma-polimerización no se realiza de forma uniforme puede ocasionar una disminución en la reflexión de energía solar, para poder enfrentar este problema, surge la necesidad de desarrollar un sistema de control digital que tiene como función principal generar trayectorias de precisión en la aplicación del recubrimiento por plasma-polimerización en una mesa x-y (comunicación personal).

1.1 Justificación

Hoy en día el Cideteq tiene varios proyectos relacionados con la producción de energía solar en los cuales necesitan producir más espejos para los heliostatos, con la finalidad de reducir el tiempo de producción de los espejos y tener la certeza de que el producto cumpla con la funcionalidad para la que fue diseñado, surge la necesidad de automatizar el proceso de plasma-polimerización mediante un dispositivo mecatrónico que utilice un control para desarrollar trayectorias uniformes en la aplicación del recubrimiento.

El control PID es el controlador más utilizado en la industria, debido a su simplicidad en el diseño, pero tiene algunas limitantes, en presencia de perturbaciones o no linealidades como por ejemplo retardos de tiempo, desgaste mecánico, cambian sus parámetros de control provocando alguna posible falla en el sistema. En el proceso de plasma-polimerización es necesario tener precisión en velocidades altas, en las trayectorias de aplicación, por esta razón es necesario plantear una alternativa que permita aumentar esta precisión, los investigadores han desarrollado metodologías para mejorar los controladores PID y compensar estos efectos, una buena opción para cumplir con la precisión en las trayectorias deseadas, para la aplicación del recubrimiento pueden ser los controladores de movimiento ya que garantizan que el movimiento realizado cumpla con la tolerancia deseada para la calidad del producto elaborado (Lee *et. al.*, 1995). Aunque en algunas ocasiones debido a la geometría y la cinemática del dispositivo no son capaces de hacer frente a las no linealidades y no se podría obtener la precisión en las trayectorias.

1.2 Descripción del problema

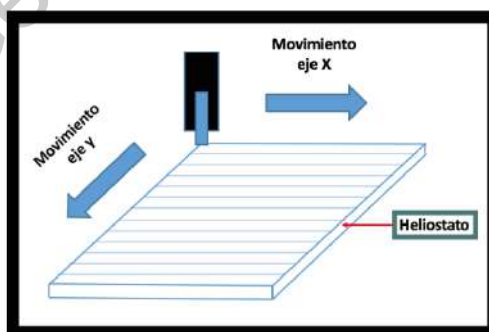


Figura 1. Ilustra el punto de inicio para la aplicación del recubrimiento de plasma-polimerización.

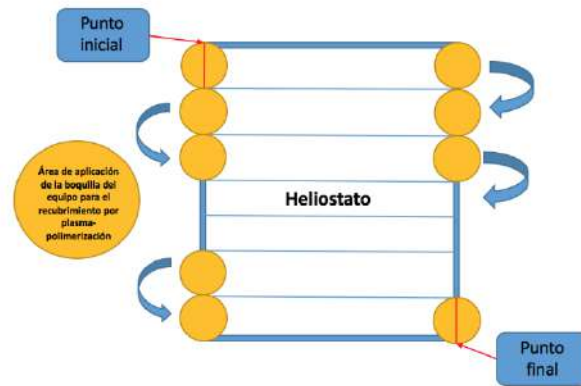


Figura 2. Ilustra el proceso de aplicación del recubrimiento de plasma-polimerización.

En aplicaciones industriales, las vibraciones y la fricción son algo indeseable en los sistemas y son conocidas como no linealidades que afectan el control de las máquinas. Por lo que es necesario hacer un análisis detallado en la mesa x-y para identificar todos los factores o características dinámicas para aumentar la precisión de las trayectorias en el recubrimiento. Un control de movimiento es utilizado para minimizar el efecto de las vibraciones y la fricción, debido a que dicho control realiza una optimización de los parámetros o constantes del controlador PID en línea, reduciendo el tiempo de respuesta del sistema y aumentando la precisión operacional en las trayectorias del proceso de plasma-polimerización (Lee *et al.*, 1995). La aplicación del recubrimiento comienza cuando el dispositivo de aplicación se posiciona en el punto inicial del espejo del heliostato como se muestra en la figura y se mueve el dispositivo de aplicación de izquierda a derecha en línea recta sobre el eje x depositando de forma uniforme el recubrimiento, enseguida se mueve en el eje y para colocarse en la siguiente posición y con un movimiento de derecha a izquierda sobre el eje x se aplica el recubrimiento, siguiendo esta dinámica de movimiento hasta terminar de cubrir totalmente la superficie del espejo (véase en la *Figura 2.*)

2. Objetivos

2.1 Objetivo general

- Simular un control digital de una mesa x-y para generar trayectorias con una precisión de 1 mm de error de posición enfocado a la aplicación de recubrimiento con plasma-polimerización en una plataforma que permita el uso de controladores digitales.

2.2 Objetivos particulares

- Estimar el modelo cinemático de una mesa de coordenadas para aplicación del recubrimiento de plasma-polimerización, utilizando el método geométrico para realizar simulaciones de movimiento en la mesa de coordenadas.
- Diseñar y simular un algoritmo de control de movimiento, aplicado al modelo matemático de la mesa de coordenadas para validar su respuesta.
- Validar el algoritmo de control de movimiento por medio de la simulación en matlab.
- Generar un perfil de velocidad para cada uno de los ejes de la mesa x-y por separado para compensar las no linealidades generando la fuerza requerida para cada uno de los ejes de acuerdo con la trayectoria deseada.

3. Antecedentes y/o fundamentación teórica

El consumo de energía es uno de los indicadores de bienestar social, la economía funciona en base al crecimiento continuo, lo que exige un mayor consumo de energía, debido a su bajo precio en el mercado para la generación de energía, el uso excesivo del carbón y del gas natural ha propiciado que las reservas mundiales se estén agotando sin mencionar el daño causado al medio ambiente.

Hoy en día tenemos la tecnología para desarrollar fuentes de energía alternativas a los combustibles fósiles. Los aspectos elementales que definen cual es la energía más apropiada para cada necesidad son el económico, la disponibilidad del recurso y el impacto ecológico nulo. Una de las mejores fuentes de energías alternativas es la solar ya que es prácticamente inagotable y tiene un impacto casi nulo.

De acuerdo a la EPIA (European Photovoltaic Association) México ocupa el quinto lugar entre los países que se ubican en el cinturón solar. Los países que actualmente cuentan con un mayor desarrollo de energía termosolar a nivel mundial son USA y España (Blanco, 2001).

La energía solar se clasifica en tres tipos, colector de baja temperatura que son básicamente placas para calentar agua, el colector de temperatura media que son placas planas para calentar agua o aire para usos residenciales y comerciales y finalmente los colectores de alta temperatura que concentran la luz solar utilizando principalmente heliostatos para la generación de energía eléctrica (véase la *Figura 3*. Baheti, 1980).

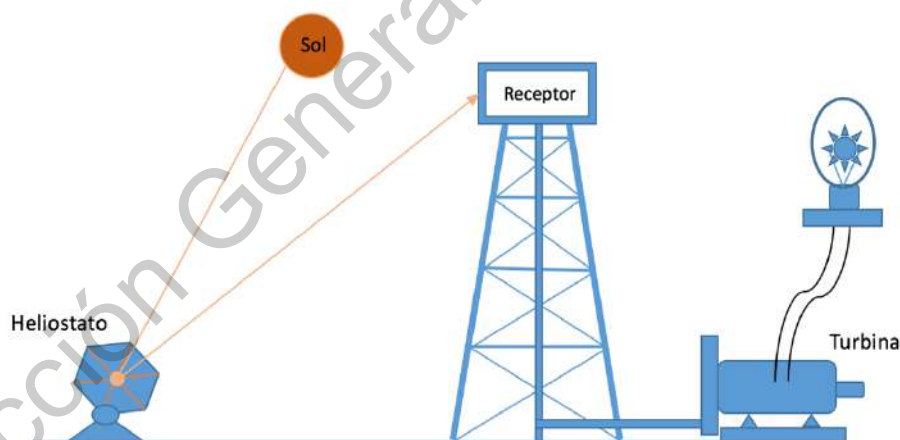


Figura 3. Generación de energía eléctrica por energía termosolar, con un heliostato que direcciona la energía solar a un receptor.

Se define heliostato al conjunto de elementos integrados principalmente por una superficie reflejante (espejo), una estructura de soporte, un mecanismo de accionamiento para el movimiento angular y elevación, pedestal, cimentación y un sistema de control. (véase la *Figura 4*. Loudadi y Omari, 2014).

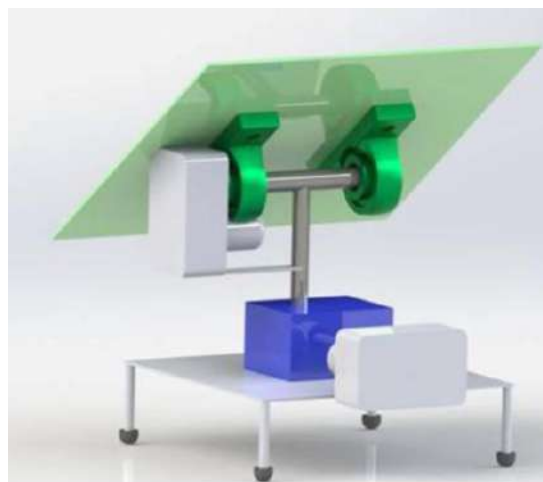


Figura 4. Ilustra a un heliostato.

Para promover el uso de energía solar el centro de investigación y desarrollo tecnológico en electroquímica (Cideteq) ha desarrollado varios proyectos, el principal proyecto es apoyado por un fondo mixto (Fomix) del Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (Conacyt), el cual consiste en desarrollar un campo experimental para la generación solar instalado en el campus Juriquilla de la Universidad Autónoma de Querétaro (UAQ). Para este campo se van a utilizar 20 heliostatos, cada uno de estos heliostatos tienen 16 espejos cuadrados de 1.5 metros de longitud.

Los espejos del heliostato se fabrican en una base cuadrada de acrílico de 1.5 metros de longitud, la superficie de acrílico se prepara mediante un proceso químico para la aplicación de una película de plata, después se aplica un recubrimiento de protección conocido como plasma-polimerización.

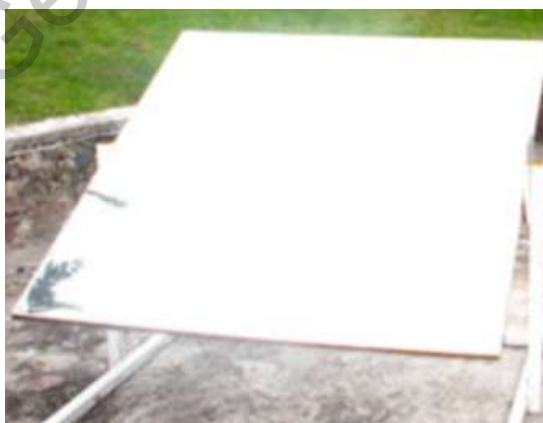


Figura 5. Ilustra un heliostato en el Cideteq

Hoy en día el Cideteq ya comercializa el diseño de los heliostatos para la generación de energía eléctrica en lugares remotos, teniendo en cuenta lo anterior surge la necesidad de producir espejos para los heliostatos teniendo en cuenta un balance costo-beneficio el cual permita reducir las inconsistencias del producto y aumentar la producción.

En el proceso de fabricación de los espejos de los heliostatos, la aplicación del recubrimiento de protección conocido como plasma-polimerización es la etapa más importante la cual consiste en depositar en fase gaseosa, delgados estratos sobre el sustrato base. Dependiendo de los precursores a ser depositados y los parametros de operación se obtiene la superficie deseada, la cual puede ser hidrófila (véase la *Figura 6*. Yildirim *et al.*, 2008), hidrófoba, promotora de adhesión, antiadherente, anticorrosiva, superficie que aumente la transmitancia o absorbancia de luz, etc.

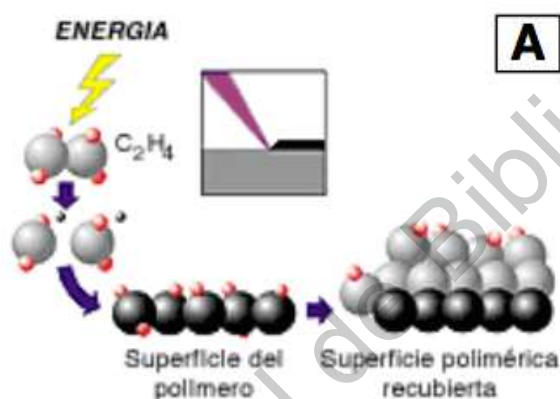


Figura 6. Ilustra el proceso de plasma-polimerización.

En los últimos 30 años ya se han utilizado los equipos de plasma para la deposición de recubrimientos sólidos (principalmente para recubrimientos en herramientas de corte). Estos equipos por ejemplo el CVD (Chemical Vapour Deposition) o el PVD (Physical Vapour Deposition) emplean métodos de deposición en cámaras térmicas con plasma en un rango de aplicación de 200-1000 °C. Para la mayoría de los plásticos trabajar en este rango de temperaturas modifica su estructura (Donnet y Erdemir, 2004).

En los últimos años se han investigado varias técnicas de deposición en frío de recubrimientos sólidos, empleando distintas fuentes de plasma APCP (Atmospheric Pressure Cold Plasma), precursores y recubrimientos, en esta técnica la temperatura de aplicación se encuentra en el rango de 30-80°C. Esta novedosa tecnología no modifica la estructura de los plásticos a recubrir (Yin *et al.*, 2009). El Cideteq utiliza un equipo con este tipo de tecnología para el proceso de plasma-polimerización (véase la *Figura 7*).



Figura 7. Ilustra el equipo de plasma-polimerización PAD 10

En la actualidad los servomecanismos son utilizados para una gran cantidad de procesos industriales por ejemplo en maquinas de herramientas de control numérico en la industria automotriz, mientras nuevas tecnologías y aplicaciones robóticas industriales surgen, los robots industriales que llevan demasiado tiempo realizando estas labores enfrentan problemas en los procesos de automatización por esta razón y con la finalidad de mantener una calidad más alta en sus productos las grandes empresas se deshacen de maquinaria obsoleta, mientras que las pequeñas y medianas empresas no tienen acceso a este tipo de tecnología principalmente por los altos costos en accesorios, tarjetas de control, interfaz humano-máquina y a que cada fabricante utiliza sus propios protocolos de comunicación entre los dispositivos (Baturone, 2006).

A diferencia de las maquinas de herramientas de control el sector de la robótica y otros equipamientos industriales no han adoptado ningún estándar significativo en el área de control, por lo que cada fabricante ofrece su propia tecnología, lo que dificulta la integración de los robots en los entornos de producción. Un robot industrial está diseñado para soportar una vida larga de trabajo sin embargo los controladores quedan obsoletos más rápidamente que los robots que controlan. Cuando un fabricante lanza al mercado una nueva generación de controladores, las mejoras e innovaciones del ultimo modelo no suelen estar disponibles para las versiones previas. Incluso, es frecuente que las mejoras introducidas en el lenguaje de programación no pueden ser utilizadas en el sistema ya en funcionamiento; esto debido a la arquitectura cerrada de los controladores que no permiten una reconfiguración o modularidad de sus componentes. Por otro lado, la disponibilidad de reparaciones por medio de cambiar tarjetas dañadas y componentes electrónicos por parte del fabricante suelen

limitarse por un periodo de tiempo mucho menor que la vida útil del equipo, debido a la rápida obsolescencia tecnológica de los circuitos integrados. Estos factores dificultan enormemente incorporar los avances tecnológicos en equipos ya instalados y que han sido una fuerte inversión económica (González *et. al.*, 2010).

Con base a lo anterior citado se debe de tomar en cuenta para el desarrollo y simulación de un control digital, en donde se consideren todos los requisitos necesarios para aplicar de forma ideal el recubrimiento de plasma polimerización cuidando la relación costo-beneficio, flexible y modular para evitar la obsolescencia tecnológica en su implementación a través de una propuesta de arquitectura libre de fácil acceso y de fácil operación.

Si la aplicación del recubrimiento de plasma-polimerización no se realiza de forma uniforme puede ocasionar una disminución en la reflexión de energía solar, para poder enfrentar este problema, surge la necesidad de desarrollar un sistema de control digital que tiene como función principal generar trayectorias de precisión en la aplicación del recubrimiento por plasma-polimerización en una mesa x-y (comunicación personal).

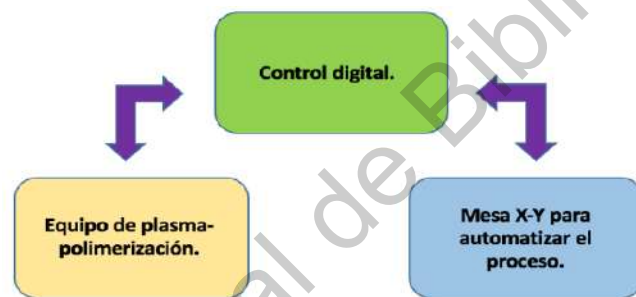


Figure 8. Ilustra la relación entre el equipo de plasma-polimerización y la mesa x-y para generar el control digital.



Figure 9. Ilustra el modelo físico del sistema a considerar para el desarrollo del control digital.

En esta sección, se muestra una revisión de la literatura de los diferentes tipos de controladores para el recubrimiento en forma de pintura y se ordenan de forma cronológica ya que es necesario seleccionar el control digital que cumpla con el objetivo planteado y en el cuál la relación costo-beneficio sea la más eficiente (véase la *Figura 9*. Lim et al., 2000).

El control proporcional, integral y derivativo (PID) se ha utilizado con éxito para regular los procesos en la industria durante más de 60 años. La configuración de los parámetros de un controlador PID para un control óptimo de una planta depende de la planta. Por lo tanto, se requiere información sobre la planta para sintonizar el controlador PID. Los métodos de ajuste se dividen en dos grandes categorías: métodos de línea libres de modelo y los métodos que construyen un modelo de la planta. El primero sintoniza el control PID en un bucle con la planta usando un algoritmo de optimización y se denomina el método de Newton para minimizar alguna función de costo, por ejemplo, el error de entrada entre el error de salida. El segundo método de aproximación construye un modelo de la planta y en consecuencia selecciona los parámetros del controlador usando una aproximación determinística o un método de optimización. A pesar de que los controladores PD y PID son ampliamente utilizados en aplicaciones industriales, presentan un bajo rendimiento cuando se aplican a sistemas que contienen elementos no lineales ocasionados por perturbaciones en la planta (Lin *et. al.*, 2006).

Schmidt y Lorenz (1992) presentaron un trabajo que lleva por nombre: Principios de diseño e implementación de retroalimentación de la aceleración para mejorar el desempeño de los motores de corriente directa (DC). Este trabajo consiste en una implantación por retroalimentación de la aceleración para mejorar sustancialmente el rendimiento de los servomotores de DC. Este trabajo explica los primeros principios en la retroalimentación de la aceleración y por qué mejora el rendimiento del sistema en comparación con las técnicas de retroalimentación de posición, velocidad y corriente convencionales. La retroalimentación de aceleración incrementa la inercia efectiva en el sistema para fines de rechazar las perturbaciones. Esto permite aumentar la rigidez global para alcanzar sin incrementar el ancho de banda en el lazo de posición y velocidad. El efecto es análogo a una reducción de un engrane electrónico (Schmidt y Lorenz, 1992).

Habetler et al., (1992) presento un trabajo con el siguiente título: Control de torque directo para máquinas de inducción usando la modulación de un vector espacial. Este trabajo consistió en un esquema de control para un torque directo y un control de flujo para máquinas de inducción basado en el método del flujo del campo del estátor. Con el esquema de control predictivo propuesto, con el esquema de control predictivo propuesto, un ciclo de trabajo del inversor ha sido calculado directamente en cada período de conmutación fijo basado en los errores de flujo y torque, la reactancia transitoria de una máquina y un valor estimado del voltaje detrás de la reactancia transitoria. El ciclo de trabajo del inversor puede ser calculado usando la técnica del vector espacial PWM. Con este esquema, se elimina el requisito de un regulador de corriente separado y un control proporcional integral (PI) del flujo, el torque y el error de corriente es eliminado, de esa manera se mejora el rendimiento transitorio Habetler (*et. al.*, 1992).

Utkin y Vadim (1993) presentaron un trabajo con el siguiente título: Principios de diseño del control de modos deslizantes y aplicaciones para motores eléctricos. Ese trabajo consiste en mostrar que el rol dominante en la teoría de sistemas de estructura variable (VSS) que es desempeñado en modos deslizantes, VSS consiste en un conjunto de subsistemas continuos con una lógica de conmutación propia y como resultado acciones de control que son funciones discontinuas en un sistema de estados, perturbaciones y las entradas de referencia. La implementación de un control de modo deslizante implica una alta frecuencia de conmutación. Esto no causa ninguna dificultad cuando los motores eléctricos son controlados desde el modo de operación encendido-apagado este es el único aceptable para los convertidores de potencia. Los antecedentes matemáticos y el diseño del control de modo deslizante están orientados a sistemas no-lineales de grandes dimensiones operando bajo condiciones de incertidumbre y han sido demostradas en esta aplicación del control a diferentes tipos de motores eléctricos (Utkin y Vadim, 1993).

Kim et al, (1993) presentaron un trabajo con el título siguiente: Control de sistemas con zona muerta usando controladores PD con precompensación difusa. Este trabajo consiste en una novedosa aproximación de precompensación basado en lógica difusa para controlador sistemas con zona muerta. La estructura de del control consiste en un precompensador basado en lógica difusa seguido por un controlador PD convencional. Nuestro esquema de control propuesto muestra un rendimiento transitorio superior y de estado estacionario en comparación con los controladores PD y PID convencionales. Además, el esquema es robusto a las variaciones en las no linealidades de la zona muerta, así como la ganancia en estado estacionario de la planta (Véase la *Figura 10*. Kim *et. al.*, 1993).

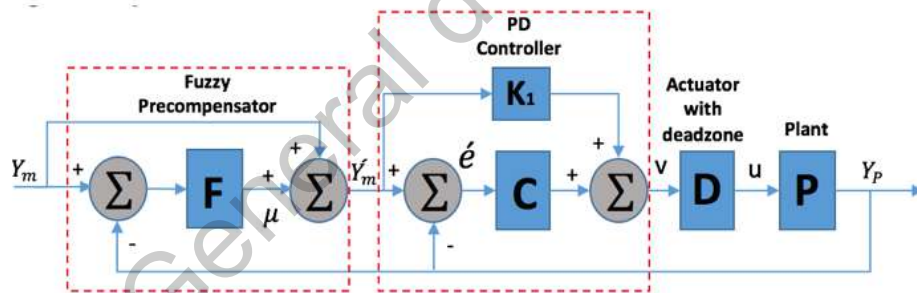


Figura 10. Control de sistemas con zona muerta usando controladores PD con precompensación difusa.

Kim et al., (1994) presentaron un trabajo con el siguiente título: Un controlador de lógica difusa de dos capas para sistemas con zonas muertas. Este trabajo consiste en un novedoso controlador de controlador de lógica difusa de dos capas para controlar sistemas con zonas muertas. La estructura del controlador de dos capas consiste en un precompensador basados en lógica difusa seguido de un controlador PD difuso. Este controlador muestra un rendimiento transitorio y de estado estable comparado con los controladores PD difusos usuales. Además, el controlador es robusto para las variaciones en la zona muerta de no linealidades (véase la *Figura 11*. Kim *et. al.*, 1994).

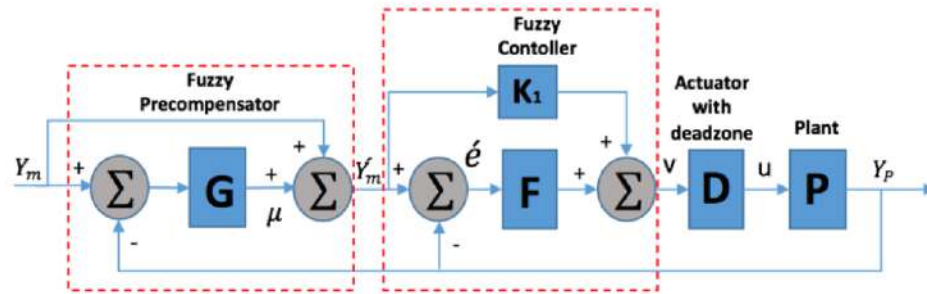


Figura 11. Controlador de lógica difusa de dos capas.

Lee y Kim, (1995) presentaron un trabajo con el siguiente título: Controlador robusto basado en una red CMAC para sistemas con fricción. Este trabajo consiste en un esquema de control robusto de seguimiento que se propone para la compensación de la fricción en un sistema mecánico. Las fuerzas de fricción son identificadas por una red CMAC cuyos pesos son ajustados por un algoritmo de adaptación derivado de la función de Lyapunov. Los resultados experimentales demostraron la efectividad de este control (véase la Figura 12. Lee y Kim, 1995).

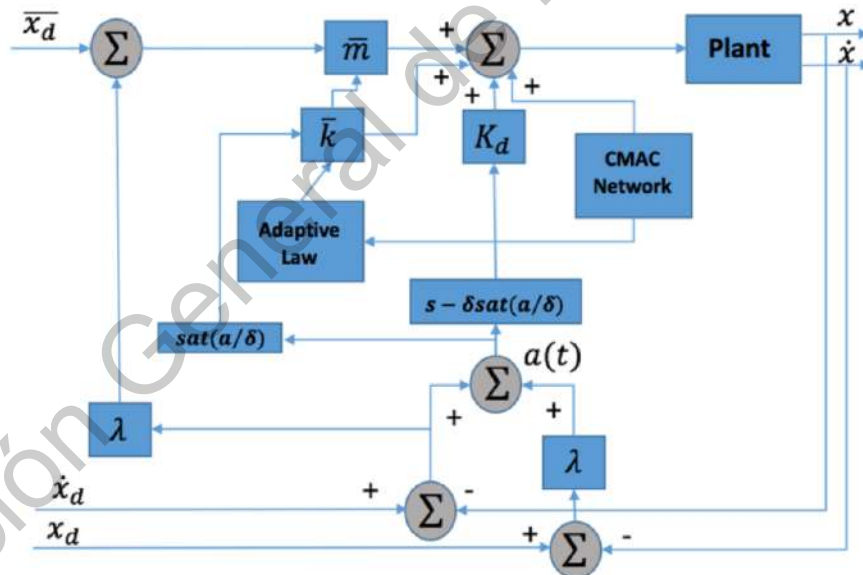


Figura 12. Controlador robusto basado en una red CMAC para sistemas con fricción.

Tomita et al., (1996) presentaron un trabajo con el siguiente título: Sistema de manejo de etapa x-y de alta respuesta por motores lineales en paralelo. Este trabajo consiste en describir principios operacionales asociados a la mecánica y al diseño de sistemas de control basado en el análisis de la etapa dinámica y los resultados típicos de experimentos en el rendimiento

del sistema movimiento a pasos con una alta respuesta y posicionamiento preciso se obtuvo por la incorporación de un observador de perturbación de fuerza y una trayectoria de tirón continua generada en un sistema de control convencional operado bajo un control PID y una compensación anticipada de aceleración medida de una etapa de movimientos a pasos demostrando un diseño altamente adecuado (Tomita *et. al.*, 1995).

Lee y Tomizuka (1996) presentaron un trabajo con el título siguiente: Controlador robusto de movimiento para un sistema de posicionamiento de alta precisión. Este trabajo consiste en controlador de estructura para sistemas de control robustos de movimiento de alta precisión y alta velocidad. El sistema de control en general consiste de cuatro elementos: un compensador de fricción, un observador de perturbaciones para un lazo de velocidad, un control de retroalimentación en un lazo de posición y un controlador de anticipación actuando en la salida deseada. Una técnica de estimación de parámetros junto con la compensación de fricción es usada como la primera etapa en el proceso de diseño. La compensación de fricción se basa en el modelo experimental de fricción y en la compensación por un modelo no lineal de fricción. La estabilidad del lazo cerrado es proporcionada por el control de retroalimentación. El control robusto de retroalimentación se basa en la compensación que realiza el observador de perturbaciones para las perturbaciones externas y las incertidumbres de la planta. El seguimiento preciso es alcanzado por el controlador de seguimiento de fase de error cero. Resultados experimentales son presentados para demostrar una mejora del rendimiento obtenido por cada elemento en la estructura del control robusto propuesto (véase la *Figura 13*. Lee y Tomizuka, 1996).

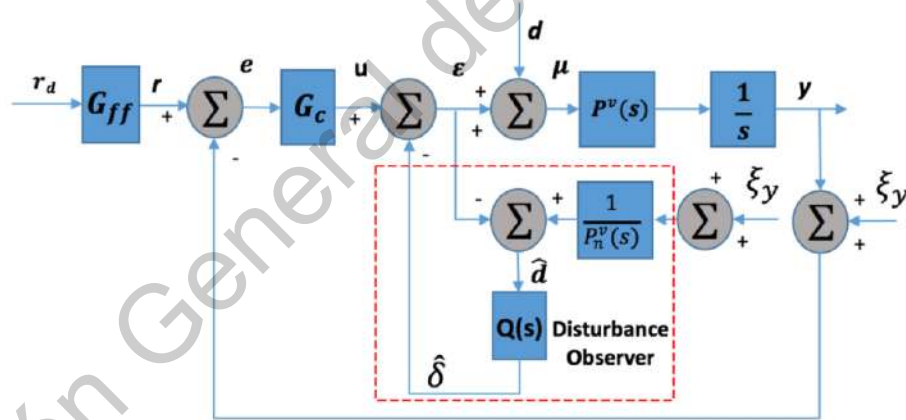


Figura 13. Controlador robusto de movimiento para un sistema de posicionamiento de alta precisión.

Fischer y Tomizuka (1996) presentaron un trabajo con el siguiente título: Aplicación y comparación de sensores de posición alternativa en un control de alta precisión de una mesa x-y. Este trabajo consiste en un posicionamiento de alta precisión que es aplicado en una variedad de máquinas modernas de control por computadora. La precisión alcanzable no solo está determinada por las propiedades mecánicas del sistema si no que depende en gran medida de los algoritmos de control y la calidad de las señales del sensor. Los sensores de posición alternativa influyen en el rendimiento de un controlador de seguimiento robusto

digital que está constituido por un observador de perturbación en el lazo de velocidad, un controlador de retroalimentación en el lazo de posición y un controlador de seguimiento de error de fase cero como un control de anticipación (Fischer y Tomizuka, 1996).

H. Kobayashi et al., (1996) presentaron un trabajo con el siguiente título: Controlador de seguimiento digital robusto para sistemas de posicionamiento de alta velocidad. Este trabajo consiste en la combinación de un controlador de anticipación y un controlador robusto de retroalimentación por que el controlador de anticipación compensa la dinámica y el control de retroalimentación compensa las no linealidades mecánicas, variaciones de parámetros y perturbaciones. Un observador de perturbaciones y una compensación PD fue usada como un controlador de retroalimentación robusto y un controlador de seguimiento de fase de error cero fue usado como el controlador de anticipación. Un controlador que combina un observador de perturbaciones como un lazo interno, un controlador PD como un lazo de salida y ZPECT como un controlador anticipado con un alto método de efectividad para abordar estos problemas (Kobayashi *et al.*, 1996).

Jeon et al., (1996) presentaron un trabajo con el siguiente título: Control de alta precisión de una mesa x-y utilizando un esquema basado en la programación evolutiva experimental. Este trabajo consiste en un esquema de control de alta precisión para un sistema exacto de posicionamiento punto a punto bajo la influencia de no linealidades no lisas. El esquema propuesto consiste en dos módulos de control: un módulo de un control de seguimiento y un módulo de un controlador de dos capas. EL controlador de seguimiento está compuesto de un compensador de fricción, un control de retroalimentación y un control de deslizamiento. El compensador de fricción está diseñado en base a la identificación del modelo de fricción por el uso estrategias de evolución. El controlador de dos capas consiste de un precompensador difuso y un control PD. El precompensador difuso es empleado para mejorar el rendimiento del controlador PD. Las reglas difusas de un controlador de dos capas se han sintonizado para minimizar el error de salida y eliminar el error de estado estable (Jeon *et al.*, 1996).

Wang y Chen (1996) presentaron un trabajo con el siguiente título: Control de lógica difusa de una tabla de posicionamiento con la implementación en tiempo real en un DSP. Este trabajo consiste en desarrollar una base de reglas de un controlador de lógica difusa (FLC) para el control de seguimiento de trayectorias de una tabla de posiciones x-y. En comparación con el controlador PI el controlador FLC propuesto resulto dar mejores rendimientos en los movimientos a baja velocidad y en los movimientos a alta velocidad especialmente a altas velocidades. En presencia de variaciones de carga útil, los experimentos confirmaron que el control FLC propuesto proporciona más robustez que el controlador PI para el seguimiento de trayectorias a altas velocidades (véase la *Figura 14*. Wang y Chen, 1996).

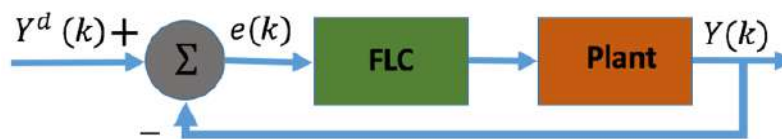


Figura 14. Control de lógica difusa de una tabla de posicionamiento con la implementación en tiempo real en un DSP.

Kim et al., (1996) presentaron un trabajo con el siguiente título: Control de alta precisión de sistemas de posicionamiento con linealidades no lisas. Este trabajo consiste en un esquema de control de alta precisión para el posicionamiento preciso de un sistema punto a punto bajo la influencia de no linealidades lisas. El esquema propuesto consiste de dos módulos de control: un módulo de un controlador de seguimiento y un módulo de un controlador de dos capas. El controlador de seguimiento está compuesto de un compensador de fricción, un controlador lineal de retroalimentación y un controlador de deslizamiento. El compensador de fricción está diseñado basado en la identificación de un modelo de fricción usando estrategias evolutivas. El controlador de dos capas consiste de un precompensador difuso y un controlador PD. El precompensador difuso es empleado para mejorar el desarrollo de un controlador PD. Las reglas difusas del controlador de dos capas fueron sintonizadas para minimizar el error de salida y eliminar el error de estado estable (véase la *Figura 15*. Kim *et al.*, 1996).

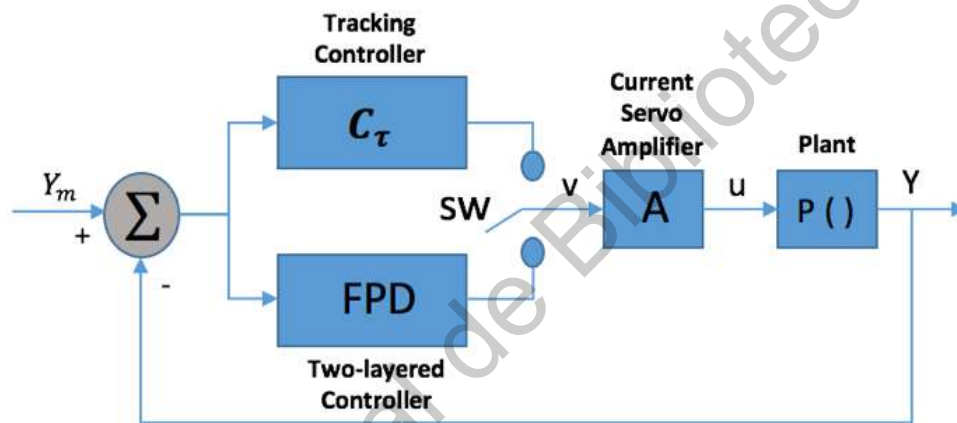


Figura 15. Control de alta precisión de sistemas de posicionamiento con linealidades no lisas.

Chiu et al., (1997) presentaron un trabajo con el siguiente título: Seguimiento de contorno robusto adaptivo de una aproximación de un marco coordinado de tareas de los sistemas de accionamiento de alimentación de la herramienta de la máquina. Este trabajo consistió en mostrar que el rendimiento del contorno puede ser visto como un problema de regulación en un marco coordinado de tareas curvilíneas que se apega al contorno deseado. Al transformar la dinámica del accionamiento de la alimentación de la herramienta de la máquina para esta tarea de marco coordinado, se deriva la ley de un controlador robusto adaptivo (ARC) para mejorar el rendimiento del contorno bajo la variación de parámetros del sistema y las perturbaciones limitadas. La ley de control resultante es en esencia una ley de control PID variante en el tiempo con estructura integral anti-windup. La efectividad de la ley del control propuesto es demostrada a través de un control simulado de un sistema de accionamiento de alimentación de una herramienta de una maquina cnc industrial (Chiu *et al.*, 1997).

Lee et al., en 1997 presentaron un trabajo con el siguiente título: Control de contorno mejorado para sistemas de múltiples ejes con una estructura de dos grados de libertad. Este

son eliminados a través de un algoritmo genético y se logra un error de estado estacionario cero (Huang *et al.*, 1997).

Huang *et al.*, (1998) presentaron un trabajo con el siguiente título: Diseño de control de modo deslizante difuso basado en un algoritmo genético codificado real para precisión en el posicionamiento. Este trabajo consiste en un controlador de modo deslizante difuso que fue optimizado a través de un algoritmo genético codificado real y aplicado exitosamente sobre una mesa industrial x-y. El controlador de modo deslizante difuso es un tipo especial de controlador difuso. Al usar la superficie deslizante, la regla difusa se simplifica y toda la base de las reglas es más compacta. Por lo tanto, es más fácil aplicar esquemas de autoaprendizaje. El algoritmo genético codificado real usa la representación del punto flotante interna del sistema de cómputo. Con esta ventaja la resolución finita del problema de un algoritmo genético tradicional ha sido resultado. El controlador de modo deslizante difuso (FSMC) es un tipo especial de un controlador difuso. La regla difusa se simplifica y toda la base de reglas es más compacta, la velocidad de la inferencia difusa de FSMC es más rápida que la de la FLC. Un FSMC con adquisición automática de conocimiento a través del algoritmo genético de codificación real (RGA) es aplicado para resolver el problema de compensación no lineal a través del proceso de aprendizaje repetitivo. Los buenos patrones de parámetros son recolectados y combinados paso a paso para alcanzar el cambio del parámetro real, se emplea la codificación de un punto flotante a otro que codifica un punto fijo para resolver el problema de la resolución de codificación (Huang *et al.*, 1998).

Kim *et al.* (1998) presentaron un trabajo con el siguiente título: Control de contorno de servosistemas mecatrónicos usando redes neuronales caóticas. Este trabajo consiste en un control de contorno de servosistemas mecatrónicos usando redes neuronales caóticas (CNNs). Para controlar las trayectorias de una mesa x-y, el sistema de control utiliza una estrategia de control adaptivo directo con redes neuronales caóticas modificadas. El controlador propuesto demuestra un seguimiento preciso de la ruta de contorno planificada y también se muestra un excelente rendimiento en convergencia y error final en comparación con un controlador de red neuronal recurrente (RNN). Las redes neuronales caóticas tienen una estructura eficiente para realizar características, redes neuronales caóticas modificadas se aplican al control de contorno de un sistema de servos en una mesa x-y por medio de un método de control adaptivo directo. Para aplicar un sistema de control dinámico, la estrategia de aprendizaje y una estructura de CNN han sido modificadas por los algoritmos de retro propagación de errores. Como resultado, el controlador de redes neuronales caóticas diseñado para mostrar en tablas excelentes características sobre el error final y la velocidad de aprendizaje comparada con las redes neuronales recurrentes (véase la *Figura 17*. Kim *et al.*, 1998).

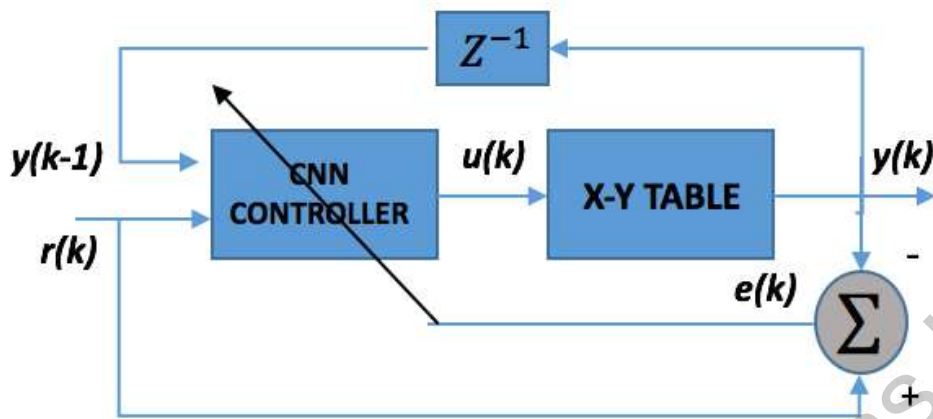


Figura 17. Control de contorno de servosistemas mecatrónicos usando redes neuronales caóticas.

Mir et al., (1999) presentaron un trabajo con el siguiente título: Minimización de la ondulación del torque en motores de reluctancia conmutada utilizando control difuso adaptativo. Este trabajo consiste en un esquema de control difuso adaptativo para la minimización de la ondulación de torsión de máquinas de reluctancia conmutada (SRM). Los parámetros difusos se eligen inicialmente al azar y luego se ajustan para optimizar el control. El controlador produce un par suave hasta la velocidad base del motor. El par se genera sobre la región máxima generadora de par positivo de una fase. Esto aumenta la densidad de par y evita altos picos de corriente. 2 de banda, en el que los dos ejes primarios alineados en paralelo son accionados sincrónicamente por servomotores idénticos. Con este mecanismo, a menudo se introduce un acoplamiento flexible (mecanismo de cumplimiento) para evitar el daño por el desajuste del servo entre los accionamientos primarios situadas a cada lado del pórtico. Este documento describe las pautas del diseño de un servo mecanismo de doble motor con un mejoramiento en sus características dinámicas y ramificaciones de control. El error y el torque en caso de desajuste del servo, y la fuerza de conducción requerida en cada eje para superar las fuerzas de fricción. En general, se concluye que el ancho de banda de la frecuencia puede aumentarse en gran medida adoptando el mecanismo de accionamiento dual, pero una vez que se elige el mecanismo de cumplimiento, la reducción de la banda de frecuencia es inevitable. Sin embargo, el acortamiento de la banda se puede reducir hasta un veinte por ciento con un ligero control de la rigidez (Mir et al., 1999).

Patino y Liu (2000) presentaron un trabajo con el siguiente título: Sistema de control adaptativo de un modelo de referencia basado en la red neuronal. Este trabajo consiste en una aproximación del modelo de referencia del control adaptativo basado en redes neuronales propuesto y analizado para una clase de sistemas dinámicos no lineales de tiempo continuo de primer orden. La estructura del controlador puede emplear una red de función de base radial o una red neuronal de anticipación para compensar de forma adaptativa las no linealidades en la planta. Un mecanismo de ajuste de parámetros de un controlador estable, se determina utilizando la teoría de Lyapunov, después se construye usando una ley de actualización de tipo de modificable. El error de control converge asintóticamente a una

vecindad de cero, cuyo tamaño se evalúa y depende del error de aproximación de la red neuronal. En el diseño y análisis de sistemas de control basados en redes neuronales, es importante tener en cuenta el error de aprendizaje de la red neuronal y su influencia en el error de control de la planta (Patino y Liu, 2000).

Yang et al., (2001) presentaron un trabajo con el siguiente título: Diseño de controlador H_{∞} confiable para sistemas lineales. Este trabajo consiste en procedimientos para el diseño de controladores confiables que se presentan para el caso de las fallas del sensor y las fallas del actuador que pueden ser modeladas por un factor de escalamiento y uno de perturbación. Los sistemas de control resultantes son confiables, ya que proporcionan estabilidad asintótica garantizada y rendimiento en el controlador H_{∞} cuando todos los componentes de control (sensores y actuadores) están funcionando y cuando algunos componentes del controlador experimentan fallas (Yang *et al.*, 2001).

Cheng et al., (2002) presentaron un trabajo con el siguiente título: Generador de comandos NURBS de tiempo real para servo controladores CNC. Los ingenieros tienen que diseñar moldes usando un programa de diseño asistido por computadora (CAD), y después para que la ruta de contacto del cortador (CC) se convierta en la ruta de ubicación del cortador (CL) se utiliza un programa de fabricación asistida por computadora (CAM). Para guiar a la máquina CNC para que corte a lo largo de la ruta CL, las rutas CL generalmente se dividen en un conjunto de segmentos de línea o circulares (también llamados códigos NC). Estos segmentos se aproximarán a la ruta CL original para una precisión deseada si se utilizan suficientes segmentos. Para obtener una aproximación más precisa y reducir el error de contorno, se debe aumentar el tamaño del código NC. Con base en la observación y análisis anteriores, es evidente que la precisión en manufactura a altas velocidades es difícil de lograr si se utilizan los generadores convencionales de comando de línea y circular. Por lo tanto, es importante desarrollar un nuevo tipo de generador de comandos para máquinas CNC. Se propone un generador de comando de movimiento NURBS B-Spline racional no uniformes en tiempo real para máquinas de control numérico por computadora (CNC) para lograr el objetivo del mecanizado de gran precisión a altas velocidades. Se comparan diferentes algoritmos numéricos para implementar el generador de comandos de movimiento NURBS en base al tiempo de computación y representación precisa de la geométrica. Además, para reducir el tiempo de computación de modo que las leyes de servo control correspondientes se puedan ejecutar en tiempo real. Ambos generadores de comandos de movimiento NURBS y las leyes de servo control se realizan usando un procesador de señales digital. Esto indica que el enfoque de mecanizado NURBS tiene ventajas significativas sobre el enfoque convencional (Cheng *et al.*, 2002).

Park et al., (2002) presentaron un trabajo con el siguiente título: Diseño de un mecanismo de doble motor para la precisión de pórtico. Los mecanismos de pórtico se han utilizado ampliamente para aumentar la precisión en la fabricación y el manejo de materiales en las industrias electrónica, nuclear y automotriz. El mecanismo de dos servomotores se utiliza para aumentar el ancho de banda del controlador, en cuál los dos ejes primarios son alineados en paralelo y son accionados sincrónicamente por servomotores idénticos. En este mecanismo se introduce un acoplamiento flexible para evitar el daño por la falta de coincidencia del entre los servomotores primarios situados en cada lado del pórtico. Este

documento describe las pautas de diseño del mecanismo de dos servomotores con un enfoque en sus características dinámicas y las ramificaciones de control. El error y el torque en caso de falla del servo, y la fuerza motriz requerida en cada eje para superar las fuerzas de fricción. En general, se concluye que el ancho de banda de frecuencia puede aumentarse en gran medida utilizando el mecanismo de accionamiento de dos servomotores, pero una vez que se elige el mecanismo de cumplimiento, la reducción de la banda de frecuencia es inevitable. Sin embargo, el acortamiento de la banda se puede reducir hasta un 20% con un ligero control de la rigidez (Park *et al.*, 2002).

Wang *et al.*, (2003) presentaron un trabajo con el siguiente título: Control de Seguimiento y posicionamiento de una mesa x-y con un control de modo deslizante. Este trabajo consiste en que la técnica de control de modo deslizante (SMC) muestra un rendimiento más robusto que el control H_{∞} . Alguna compensación de anticipación de la ondulación del motor y la fricción pueden mejorar aún más el rendimiento de seguimiento. El controlador de modo deslizante de tiempo discreto (DSMC) en combinación con un controlador de anticipación están diseñados para una mesa deslizante x-y accionada directamente por motores lineales. Los controladores están diseñados utilizando un método de ley de alcance integral, basado en un modelo simplificado del circuito de control de corriente de estos motores. Para lograr un alto rendimiento de seguimiento de ancho de banda, se agrega un controlador de anticipación (Wang *et al.*, 2003).

Tsai *et al.*, (2003) presentaron un trabajo con el siguiente título: Un interpolador de superficie en tiempo real NURBS para el mecanizado CNC de precisión de tres ejes. Este trabajo consiste en que debido al hecho de que el corte ocurra alrededor del punto de contacto del cortador (CC), la eficiencia y la calidad del mecanizado CNC se puede mejorar significativamente si la velocidad de CC a lo largo de la superficie se mantiene constante. Los enfoques convencionales para el mecanizado mantienen principalmente una velocidad constante de localización del cortador (CL), de modo que la velocidad del CC a lo largo de la superficie a menudo no es constante y generalmente da como resultado un mecanizado no uniforme y una calidad insatisfactoria. Para superar esta dificultad, este artículo presenta un interpolador de superficie novedoso NURBS que es capaz de generar en tiempo real el comando de movimiento CL para el fresado de extremos esféricos de superficies NURBS y mantener una velocidad CC constante a lo largo de la trayectoria CC y sus intervalos. Para la evaluación del rendimiento, se controla un servomecanismo de tres ejes impulsado por tres servomotores para rastrear segmentos representados por superficies NURBS. Este documento ha desarrollado un novedoso interpolador de superficie NURBS para la generación de comandos de movimiento CL en tiempo real de las partes representadas en las formas de superficie NURBS. La idea central del método propuesto para mantener una velocidad constante CC en lugar de una constante velocidad CL, en la que una constante velocidad CC a lo largo de una superficie NURBS puede mejorar significativamente la eficiencia y la calidad del mecanizado. Los resultados experimentales han indicado que el interpolador de superficie NURBS propuesto es capaz de generar en tiempo real los comandos de movimiento CL para el servocontrolador y mantener la velocidad de alimentación deseada (velocidad CC) a lo largo de las rutas CC e intervalos de trayectoria

CC. En consecuencia, la eficiencia y la calidad del mecanizado pueden mejorarse mucho mediante el uso del interpolador de superficie NURBS propuesto (Tsai *et al.*, 2003)

Jang *et al.*, (2004) presentaron un trabajo con el siguiente título: Modelado y control de posicionamiento de una etapa impulsada por husillo de bolas. Este trabajo consiste en los sistemas accionados por husillo de bolas, el comportamiento de la fricción domina el rendimiento resultante y se conoce generalmente como el fenómeno stick-slip. Se introducen modelos de fricción para describir el comportamiento dinámico en la etapa de accionamiento x-y con husillo de bolas convencional. Se proponen dos conjuntos de controladores correspondientes a los modelos de fricción dinámico y estático basados en la ley de control de modo deslizante de tipo integral. Los diseños del controlador se llevan a cabo mediante el método de control de modo deslizante (SMC) para rechazar las perturbaciones e incertidumbres del sistema. Para proporcionar la robustez del sistema, se propusieron dos controladores de modo deslizante integral basados en diferentes características de la dinámica del modelo. Los controladores se activaron de acuerdo con los regímenes de fricción para cumplir con la operación de largo alcance (Jang *et al.*, 2004).

Hwang *et al.*, (2005) presentaron un trabajo con el siguiente título: Un seguimiento de trayectoria de un motor piezoeléctrico en un sistema de mesa x-y utilizando un control descentralizado de estructura variable basada en el modelo de T-S difuso. Este trabajo se basa en un diseño de precarga y una ganancia adecuada de retroalimentación para el sistema de una mesa x-y impulsadas por motores piezoeléctricos (PD-XY-TS), se mejoró la respuesta del sistema. Se denominó "sistema mejorado de una mesa x-y impulsado por motores piezoeléctricos (EPD-XY-TS)". Cada subsistema del EPD-XY-TS fue aproximado mediante una combinación ponderada de L sistemas de función de transferencia de impulsos lineales (LPTFS). Para cada LPTFS nominal del i-ésimo subsistema, se diseñó primero un tiempo muerto para su superficie de conmutación. La perturbación de salida de la m-ésima LPTFS incluía las interconexiones provenientes de los otros subsistemas, el error de aproximación del i-ésimo subsistema y las interacciones resultantes de las otras LPTFS. En general, esta perturbación de salida no era pequeña y contiene varias frecuencias. En esta situación, se minimizó la norma H de la función de sensibilidad ponderada entre la m-ésima superficie de conmutación y su perturbación de salida correspondiente. Además, una apropiada selección de la función ponderada podría rechazar el modo correspondiente de la perturbación de salida. Aunque el efecto de la perturbación de salida es atenuar y parcialmente rechazarlo, un mejor rendimiento podría ser mejorado mediante un control de conmutación (Hwang *et al.*, 2005).

Yau *et al.*, (2005) presentaron un trabajo con el siguiente título: Diseño e implementación de un interpolador en tiempo real NURBS utilizando un controlador de movimiento basado en FPGA. Este trabajo consiste en un novedoso controlador de movimiento basado en arreglo de compuertas programables de campo (basado en FPGA) para realizar un interpolador B-spline racional no uniforme en tiempo real (NURBS) y un controlador CNC en un chip FPGA. El controlador de movimiento amplía la mayor parte del tiempo de computación en el cálculo de las funciones básicas de las curvas NURBS. Para el cálculo en serie en arquitecturas PC y nsp, el tiempo de computación es proporcional al grado de curva NURBS

y al número de ejes de movimiento. En contraste con el cálculo en serie, el algoritmo rápido propuesto de Cox de Boor mejora el rendimiento de computación significativamente a través del cálculo en paralelo para la interpolación NURBS de múltiples ejes. También es compatible con B-spline e interpolaciones de Bezier sin cambiar la arquitectura del algoritmo. Se muestra que, el controlador basado en FPGA puede reemplazar el controlador de movimiento tradicional para ejecutar algoritmos de Cox de Boor y algoritmos de respuesta de impulso infinito (IIR) en varios ciclos de reloj. Finalmente, las simulaciones analíticas y los resultados experimentales para una mesa x-y verifican la factibilidad y el rendimiento de cálculo del novedoso controlador de movimiento basado en FPGA (Yau *et al.*, 2005).

Yan *et al.*, (2005) presentaron un trabajo con el siguiente título: Investigación de una novedosa compensación de errores en una mesa x-y. Este trabajo consiste en la creciente demanda de posicionadores de alta precisión y de alta velocidad en aplicaciones industriales. En este documento se presenta una compensación de errores en una mesa x-y de alta precisión y de alta velocidad x-y. De acuerdo con la teoría de la compensación del error por deslizamiento (mientras que la mesa x-y se mueve a alta velocidad o hay una fuerza impulsiva sobre ella, el punto final se desplazará de su posición teórica que saca el error por deslizamiento). Se usaron cuatro sensores inductivos y una micro mesa para medir el error por deslizamiento y compensar el error mientras la macro mesa se mueve a velocidades altas. Con base en el cálculo teórico y el análisis de elementos finitos, se diseñó la micro placa basada en un actuador piezoeléctrico (PZT). El controlador de acoplamiento cruzado (CCC) se hizo cargo de todo el sistema como el control de objetivos para reducir el error de contorno. Los resultados experimentales demostraron que la precisión del contorno de la tabla x-y se mejoró aplicando la compensación de error combinada con CCC (Yan *et al.*, 2005).

Cheng *et al.*, (2005) presentó un trabajo con el siguiente título: Un generador de comandos de movimiento de Superficie NURBS. Este estudio presenta un novedoso generador de comando de movimiento de superficie NURBS en tiempo real que asegura una velocidad constante CC a lo largo de las rutas y sus intervalos CC. La principal ventaja consiste en mejorar significativamente el rendimiento del mecanizado. Para lograr el objetivo del movimiento síncrono de los dos ejes, este estudio desarrollo una red de control de movimiento en tiempo real basada en PC que utiliza SSCNET (red de control de servo sistema). Los resultados experimentales confirman que el generador de comando de movimiento de superficie NURBS en tiempo real propuesto es capaz de lograr un rendimiento satisfactorio (Cheng *et al.*, 2005).

Lin *et al.*, (2006) presentaron un trabajo con el siguiente título: Un controlador de movimiento de red neuronal recurrente adaptativa para la mesa x-y en una máquina CNC. Este trabajo consiste en un sistema de control de movimiento de red neuronal recurrente (ARNN) para un mecanismo de movimiento biaxial impulsado por dos motores sincrónicos de imanes permanentes (PMSMs) En en la máquina se propone un control numérico por computadora (CNC). En el sistema de control ARNN propuesto, se emplea un RNN con capacidad de aproximación precisa para aproximar una función dinámica desconocida y los algoritmos de aprendizaje adaptativo que pueden aprender los parámetros del RNN en línea son derivados utilizando el teorema de estabilidad de Lyapunov. Además, se propone un

controlador robusto para enfrentar las incertidumbres que incluyen el error de aproximación, los vectores de parámetros óptimos, los términos de orden superior en la serie de Taylor, las perturbaciones externas, la interferencia de acoplamiento cruzado y el par de fricción del sistema. Para relajar el requisito del valor de la incertidumbre global en el controlador robusto, se investiga una ley de estimación de incertidumbre agrupada adaptativa. Usando el control propuesto, el rendimiento del seguimiento de la posición se mejoró sustancialmente y la robustez para incluir las incertidumbres, incluyendo la interferencia de acoplamiento cruzado y el par de fricción (Lin *et al.*, 2006).

Bae *et al.*, (2006) presentaron un trabajo con el siguiente título: Sintonización óptima de un servomecanismo biaxial utilizando un controlador de acoplamiento cruzado y observadores de perturbaciones. Este trabajo consiste en mejorar la precisión de contorno de un servomecanismo biaxial y la robustez frente a las perturbaciones, se estudió un controlador de acoplamiento cruzado con un observador de perturbaciones y se propuso también una sintonización óptima basada en la metodología de diseño integrado. Se realiza primero un estricto proceso de modelado matemático e identificación de un servomecanismo. Un problema de sintonización óptima es formulado como un problema de optimización limitada no lineal que incluye los parámetros relevantes del controlador de un servomecanismo. El objetivo del procedimiento de sintonización óptima consiste en minimizar el error de contorno y el tiempo de asentamiento mientras se satisfacen las restricciones, como la estabilidad relativa y los sobre impulsos, etc. Los experimentos muestran que el error de contorno del sistema con los resultados de sintonización óptima fue menor que otros sistemas. Al combinar el controlador de acoplamiento cruzado y el observador de perturbaciones se obtiene un mejor rendimiento en varios tipos de movimiento (Bae *et al.*, 2005).

Chen *et al.*, (2006) presentaron un trabajo con el siguiente título: Control de contorno adaptivo para sistemas de seguimiento de alta precisión. Este trabajo consiste en que el rendimiento deseado del sistema mecánico se especifique en términos de error de contorno en lugar del método tradicional que especifica una tarea como un problema de seguimiento de trayectoria en tiempo deseado. Al definir el marco de tareas, se obtiene un modelo de error de contorno simplificado a través de la proyección de un error de seguimiento en este nuevo marco. Se desarrolla un novedoso controlador de contorno adaptivo directamente en el marco de tareas para manejar las perturbaciones externas acotadas y el modelo del sistema de las incertidumbres mientras se mantiene un rendimiento de seguimiento de contorno superior. El algoritmo explota de manera efectiva la estructura de la dinámica del manipulador para reducir la complejidad del cálculo (Chen *et al.*, 2006).

Chen *et al.*, (2007) presentaron un trabajo con el siguiente título: Esquema de control de un motor síncrono basado en redes neuronales para una mesa x-y. Este trabajo consiste en un sistema de control de movimiento de red neuronal recurrente adaptativa (ARNN) para un mecanismo de movimiento biaxial impulsado por dos controles de campo orientado por motores síncronos de imanes permanentes (PMSMs), se propone en una máquina con un control numérico por computadora (CNC). En el sistema de control ARNN propuesto, se emplea un RNN con capacidad de aproximación precisa para aproximar una función

dinámica desconocida y los algoritmos de aprendizaje adaptativo que pueden aprender para obtener los parámetros del RNN en línea, se derivan utilizando el teorema de estabilidad de Lyapunov. Además, se propone un controlador robusto para enfrentar las incertidumbres que incluyen el error de aproximación, los vectores de parámetros óptimos, los términos de orden superior en la serie de Taylor, las perturbaciones externas, la interferencia de acoplamiento cruzado y el par de fricción del sistema. Para obtener el requisito del valor de la incertidumbre global en el controlador robusto, se investiga una ley de estimación de incertidumbre agrupada adaptativa. Utilizando el control propuesto, el desempeño del seguimiento de posición se mejora sustancialmente para las incertidumbres, incluyendo una interferencia de acoplamiento cruzado y un par de fricción (Chen *et al.*, 2007).

Su *et al.*, (2013) presentaron un trabajo con el siguiente título: Mejora de la precisión del contorno de las curvas paramétricas de forma libre con un enfoque de compensación de perturbaciones basada en lógica difusa. Este trabajo consiste en hacerles frente a los errores de contorno causados por la fricción y las perturbaciones, utilizando el controlador de acoplamiento cruzado (CCC) para mejorar la precisión del contorno en sistemas de control de contornos de múltiples ejes. Por lo tanto, para lograr una precisión de contorneado satisfactoria, se utiliza el CCC para el control de las tareas de seguimiento de contorno de forma libre en sistemas de control de movimiento biaxial. Además, se presenta un compensador de perturbaciones basado en lógica difusa (FLDC) para mejorar el rendimiento del seguimiento y la precisión del contorno. Además, una estructura de control de movimiento integrada que consiste en una versión modificada de CCC y dos FLDC propuestos se desarrolla para mejorar el rendimiento del contorneado. Se realizaron varios experimentos en tareas de seguimiento de contorno de forma libre en una mesa x-y impulsada por dos motores lineales. Los resultados experimentales validan la viabilidad del enfoque propuesto (Su *et al.*, 2013).

Zhu *et al.*, (2014) presentaron un trabajo con el siguiente título: Control de contorno de seguimiento del Servomecanismo de dos ejes utilizando CMAC y ILC. Este trabajo consiste en reducir el error de seguimiento del contorno para mejorar la precisión del seguimiento del contorno para los servomecanismos de dos ejes. En general, la evaluación de la precisión del seguimiento del contorno se basa en dos índices de error que siguen el error y el error de contorno. Aunque la reducción del error de seguimiento puede conducir a una mejora en la precisión del seguimiento del contorno, muchos estudios previos sugieren que el error de contorno es un indicador más crucial que el error de seguimiento en las siguientes aplicaciones de contorno. El esquema de control propuesto consiste en un controlador de retroalimentación del tipo PI, un algoritmo de control de articulación del modelo Cerebellar (CMAC) y un esquema de Control de aprendizaje iterativo (ILC). En particular, el CMAC se combina con el ILC para compensar los efectos adversos debidos a perturbaciones externas y fenómenos no lineales. Los resultados experimentales verifican la efectividad del contorno propuesto siguiendo el esquema de control. Como resultado, se desarrollo un esquema de control para la reducción del error de contorno con la finalidad de mejorar la precisión en el seguimiento del contorno (Zhu *et al.*, 2014).

Zhu *et al.*, (2015) presentaron un trabajo con el siguiente título: Control adaptativo de retroalimentación de salida subóptima para sistemas lineales que utilizan un aprendizaje

integral de refuerzo. Este trabajo consiste en desarrollar un algoritmo de aprendizaje en línea basado en la técnica integral RL (IRL) para encontrar un controlador de retroalimentación de salida subóptimo para sistemas lineales CT parcialmente desconocidos. El algoritmo propuesto basado en IRL resuelve una ecuación de IRL Bellman en cada iteración en línea en tiempo real para evaluar una política de retroalimentación de salida y actualiza la ganancia de retroalimentación de salida utilizando la información dada por la norma evaluada. El método propuesto no requiere el conocimiento de la dinámica de derivada del sistema. Se utiliza un observador adaptativo para proporcionar el conocimiento de los estados completos de la ecuación de IRL Bellman durante el aprendizaje. Sin embargo, el observador no es necesario después de que el proceso de aprendizaje haya finalizado. La convergencia del algoritmo propuesto a una solución de retroalimentación de salida subóptima y el rendimiento del método propuesto se verifican mediante la simulación en dos aplicaciones del mundo real, en las mesas x-y y la aeronave F-16 (Zhu *et al.*, 2015).

Hu *et al.*, (2016) presentaron un trabajo con el siguiente título: Control de movimiento de contorno LARC basado en GTCF de una etapa de motores lineales industriales x-y. Este trabajo consiste en un controlador robusto adaptable de aprendizaje (LARC) basado en un marco de coordenadas globales (GTCF) está prácticamente sincronizado para una etapa de motores lineales industriales x-y para lograr no solo una buena capacidad de adaptación paramétrica y una robustez de perturbación incierta, sino también excelente rendimiento de contorno transitorio o de estado estacionario. Con el empleo de GTCF que se basa globalmente en la forma del contorno deseado, el modelo de cálculo del error de contorno en tiempo real es bastante preciso y garantiza la coordinación del movimiento de múltiples ejes. Luego se propone un marco de control LARC para la dinámica de sistemas acoplados en GTCF, donde el término de control robusto adaptativo es para estudiar el modelo de sistema fuertemente acoplado, y el término de control de aprendizaje iterativo es para abordar el efecto de la dinámica no modelada. Los experimentos comparativos se llevan a cabo en una etapa industrial impulsada por motores lineales, y los resultados comprueban constantemente que el controlador LARC basado en GTCF propuesto tiene un excelente rendimiento de contorno y robustez ante variaciones paramétricas y perturbaciones externas (Hu *et al.*, 2016).

Huang *et al.*, (2017) presentaron un trabajo con el siguiente título: Investigación de un sistema de accionamiento de alimentación por tornillo de bola basado en el modelado dinámico para el control de movimiento. Este trabajo consiste en examinar la relación de respuesta de frecuencia entre la precarga de la tuerca de husillo de bolas, las variaciones de rigidez torsional del husillo de bolas y el efecto de masa de la mesa para un sistema de accionamiento de alimentación de un solo eje. La identificación de la respuesta de frecuencia de un sistema de accionamiento de husillo de bolas es muy importante para el movimiento de precisión cuando los modos de vibración del sistema son críticos para el diseño del controlador. En este estudio, existen modos de traslación y rotación de un sistema de accionamiento de alimentación por tornillo de bola cuando la mesa de posicionamiento es accionada por un servomotor. En primer lugar, se deriva un modelo dinámico concentrado para estudiar la variación de la precarga de la tuerca de bola y la rigidez torsional del sistema

de accionamiento del tornillo de bola. El modelado matemático y la simulación numérica brindan la información de la respuesta de frecuencia máxima como los diferentes niveles de precarga de la tuerca, la rigidez torsional del husillo de bolas y la masa de la mesa. La tendencia a aumentar la precarga indicará el cambio máximo abrupto en el análisis del espectro de respuesta de frecuencia en algunas formas. Este estudio proporciona un enfoque para investigar la respuesta de frecuencia dinámica de un sistema de accionamiento por tornillo de bola, que proporciona información significativa para un mejor rendimiento de control cuando se trata de un control de movimiento preciso (Huang *et al.*, en el año 2017).

Cada uno de los controladores anteriormente citados realizaron comparaciones con controladores de artículos previos con la finalidad de obtener mejoras en el sistema y aumentar la precisión para eficientar el proceso y la mayoría de estos controladores utilizan como base a un controlador PID. Debido a esto se puede llegar a la conclusión de que, si se obtienen resultados adecuados en la simulación de un controlador PID, cada uno de los controladores anteriormente citados funcionarían.

4. Marco Teórico

4.1 Concepto de Simulación

La técnica de simulación comprende una extensa colección de métodos y aplicaciones cuyo objetivo es la reproducción del comportamiento real de un sistema, usualmente sobre un computador digital con software apropiado (véase la *Figura 18*. Zuazua, 2009).

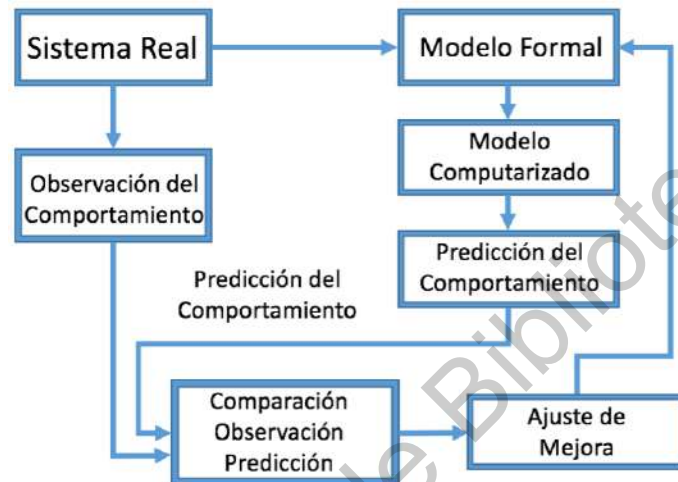


Figura 18. Ilustra el proceso para la simulación de un control.

La simulación por computadora estudia una amplia variedad de modelos de sistemas reales aplicando técnicas numéricas, creando un modelo computarizado del sistema bajo estudio, con el fin de ejecutar experimentos que permitan mejorar el conocimiento del comportamiento del sistema bajo un conjunto de condiciones de trabajo (Véase la *Figura 19*. Banez y Zuazua, 2008).

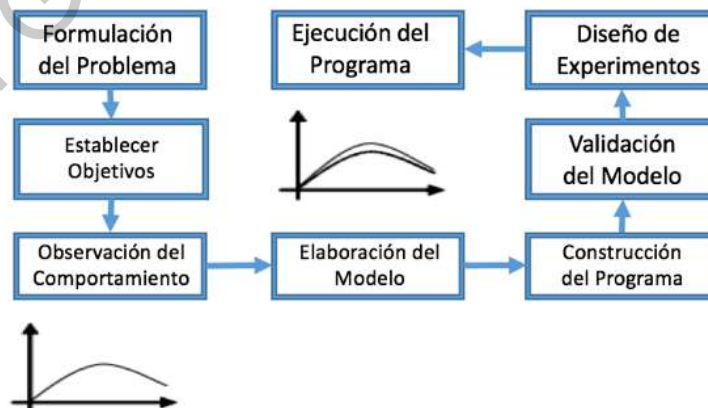


Figura 19. Ilustra los Pasos de estudio para la simulación.

Los sistemas en tiempo continuo habrán de ser sometidos a un proceso de discretización que transforme las ecuaciones diferenciales que los gobiernan en ecuaciones discretas, para ello se utilizan los métodos numéricos de integración, cuyo objeto es la sustitución de las derivadas de las variables del sistema por expresiones aproximadas.

El modelado de Sistemas dinámicos conduce a ecuaciones dinámicas de dos tipos:

1. Ecuación diferencial ordinaria (comúnmente abreviada "EDO") es la ecuación diferencial que relaciona una función desconocida de una variable independiente con sus derivadas, como se muestra en la siguiente ecuación:

$$\frac{d\bar{x}}{dt} = \bar{f}(\bar{x}, t) \quad \bar{x}(0) = \bar{x}_0 \quad (1)$$

en la que de forma explícita, f es no lineal en general (Véase la *Figura 20*. Zuazua, 2009).

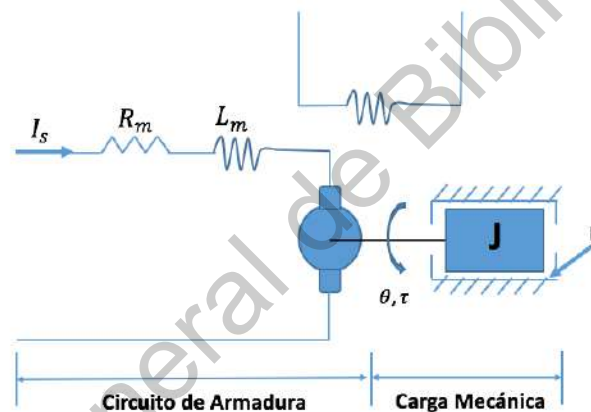


Figura 20. Ilustra el diagrama de un motor de CD que puede ser estudiado mediante ecuaciones EDO.

2.- Las ecuaciones diferenciales no lineales (comúnmente abreviada " DAE ")

Existen muy pocos métodos para resolver ecuaciones diferenciales no lineales en forma exacta; aquellas que se conocen es muy común que dependan de la ecuación teniendo simetrías particulares. Las ecuaciones diferenciales no lineales pueden exhibir un comportamiento muy complicado en intervalos grandes de tiempo. Sin embargo, si la ecuación diferencial es una representación de un proceso físico significativo formulado correctamente, entonces se espera tener una solución.

Ecuaciones diferenciales no lineales suelen aparecer por medio de aproximaciones a ecuaciones lineales. Estas aproximaciones son válidas únicamente bajo condiciones restringidas, como se muestra en la siguiente ecuación:

$$\bar{F}\left(\bar{x}, \frac{d\bar{x}}{dt}, t\right) = 0 \quad \bar{x}(0) = \bar{x}_0 \quad (2)$$

En forma implícita, F es no lineal en general.

Ecuaciones ODE es un caso particular de las ecuaciones DAE (Véase la *Figura 21*. Zuazua, 2009).

En general si existe $\frac{d\bar{F}}{d\bar{x}}$, entonces $\frac{d\bar{x}}{dt} = g(\bar{x}, t)$

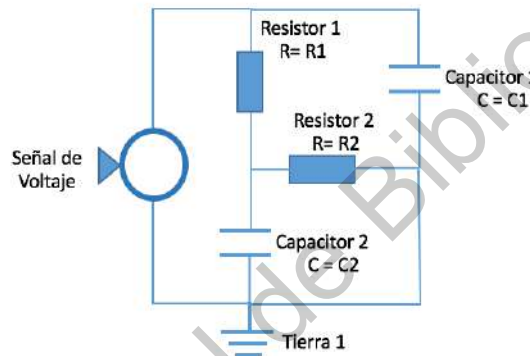


Figura 21. Ilustra el diagrama de un circuito eléctrico que puede ser estudiado mediante ecuaciones DAE.

Es habitual encontrar sistemas físicos definidos por DAE's que pueden ser resueltos por diferentes tipos de ecuaciones DAE como las que se muestran a continuación:

1.- DAE Implícita Lineal (Cuasi-Lineal)

$$A(x, t)\dot{x} + g(x, t) = 0 \quad (3)$$

2.- DAE en forma de Perturbación Singular

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(t, x_1, x_2, \epsilon) \\ \epsilon \dot{x}_2 = f_2(t, x_1, x_2, \epsilon) \end{cases} \quad (4)$$

3.- DAE Semiexplicita

$$\dot{x}_1 = f_1(t, x_1, x_2) \quad (5)$$

$$0 = f_2(t, x_1, x_2) \quad (6)$$

caso particular de la segunda ecuación con $\varepsilon = 0$.

4.- DAE Lineal

$$A(t)\dot{x} + B(t)x = q(t) \quad (7)$$

Para el caso general

$$F(\dot{z}, z, t) = 0 \quad (8)$$

El índice diferencial es el número de derivaciones requeridas para obtener la solución ODE explícita;

$$F(\dot{z}, z, t) = 0$$

$$\frac{d}{dt}F(\dot{z}, z, t) = 0 \quad (10)$$

$$\frac{d^2}{dt^2}F(\dot{z}, z, t) = 0 \quad (11)$$

Para obtener \dot{z} es necesario derivar m veces la DAE, en el cuál, el índice diferencial indica la dificultad en la resolución de la DAE.

Para el caso semiexplícito se puede también obtener la solución en forma de ODE explícita en función del índice diferencial

1. Índice $m=0$

$$\frac{dx}{dt} = f(x, y)$$

Resolución directa de la DAE que es en realidad una ODE.

2. Índice $m = 1$

$$\frac{dx}{dt} = f(x, y)$$

$$0 = g(x, y)$$

Derivando una vez se obtiene la siguiente ecuación:

$$0 = g_x \frac{dx}{dt} + g_y \frac{dy}{dt} = g_x f + g_y \frac{dy}{dt} \quad (12)$$

y en caso de que g_y sea regular se obtiene la siguiente ecuación:

$$\frac{dy}{dt} = -g_y^{-1} g_x f \quad (13)$$

2. Índice $m=2$

$$\frac{dx}{dt} = f(x, y)$$

$$0 = g(x, y)$$

Derivando dos veces, y en caso de $g_y = 0$ se obtiene:

$$0 = g_x \frac{dx}{dt} + g_y \frac{dy}{dt} = g_x f \quad (14)$$

$$0 = (g_{xx}f + g_x f_x) \frac{dx}{dt} + (g_{xy}f + g_x f_y) \frac{dy}{dt} \quad (15)$$

y en caso de que $g_{xy}f + g_x f_y$ sea regular se obtiene:

$$\frac{dy}{dt} = -(g_{xy}f + g_x f_y)^{-1} (g_{xx}f + g_x f_x) f \quad (16)$$

Asociado a la transformación de DAE a ODE aparece el establecimiento de condiciones iniciales

1. Índice $m = 1$ $0 = g(x, y)$

para $x = x(0)$, $y = y(0)$

2. Índice $m = 2$ $0 = g(x, y)$, $0 = g_x(x)f(x, y)$

para $x = x(0)$, $y = y(0)$

La utilización de métodos numéricos para integración de sistemas definidos por ODEs o DAEs son necesarios y son métodos aproximativos debido a errores de discretización y redondeo.

4.2 Métodos Numéricos para ODEs

Sistema descrito por la siguiente ecuación:

$$\dot{x} = f(t, x)$$

Se basan en una aproximación de f por medio de los métodos siguientes:

- 1.- Método de paso múltiple
- 2.- Métodos de paso simple (Runge-Kutta).

B. Métodos Numéricos para DAEs

Sistema descrito por la siguiente ecuación:

$$F(t, x, \dot{x}) = 0$$

Se basan en una aproximación de F por medio de los métodos siguientes:

- 1.- Método DASSL de Paso Múltiple
- 2.- Transformación a ODE

4.3 Métodos Numéricos para ODE's

El objetivo de los métodos numéricos de integración es obtener, a partir de un sistema continuo expresado mediante el sistema de ecuaciones diferenciales ODE de primer orden en espacio de estado como lo define la siguiente ecuación (Zuazua, 2009):

$$\frac{d\bar{x}}{dt} = \bar{f}(\bar{x}, t) \quad (17)$$

Se obtiene una secuencia de valores del vector de estado $\bar{x}(t_1), \bar{x}(t_2), \dots, \bar{x}(t_i)$ que aproximan la solución del sistema de ecuaciones anterior, siendo el intervalo de integración $h = t_i - t_{i-1}$ y f no lineal en general.

Es común a todos estos métodos la resolución del sistema de ecuaciones diferenciales por integración entre los puntos t_{i-r} y t_{i+1} según

$$\int_{\bar{x}(t_{i-r})}^{\bar{x}(t_{i+1})} d\bar{x} = \int_{t_{i-r}}^{t_{i+1}} \bar{f}(t) dt \quad (18)$$

$$\bar{x}(t_{i+1}) = \bar{x}(t_{i-r}) + \int_{t_{i-r}}^{t_{i+1}} \bar{f}(t) dt \quad (19)$$

En función de la aproximación de f en el intervalo de integración surgen los diferentes métodos de integración.

Los métodos de integración se clasifican en explícitos (forward) e implícitos (backward), en función de la dependencia de $\bar{x}(t_{i+1})$ como se muestra en el siguiente ejemplo (Zuazua, 2008):

$$\frac{dx}{dt} = -\lambda x \quad (19)$$

Euler Explícito

$$\frac{x_{i+1} - x_i}{h} = \lambda x_i \quad (20)$$

$$x_{i+1} = (1 - \lambda h)x_i \quad (21)$$

estable $\lambda h < 1$

Euler Implícito

$$\frac{x_{i+1} - x_i}{h} = -\lambda x_{i+1} \quad (22)$$

$$x_{i+1} = \frac{1}{1 - \lambda h} x_i \quad (23)$$

estable $\forall \lambda h$

Los principales métodos de integración son los siguientes:

- 1.- Métodos de Paso Simple o Runge-Kutta:
- 2.- Métodos de Paso Múltiple:
- 3.- Métodos Numéricos para Sistemas Rígidos
- 4.- Métodos Numéricos para DAEs

4.1.- Por linealización de la DAE (Véase la *Figura 22*. Zuazua, 2009):

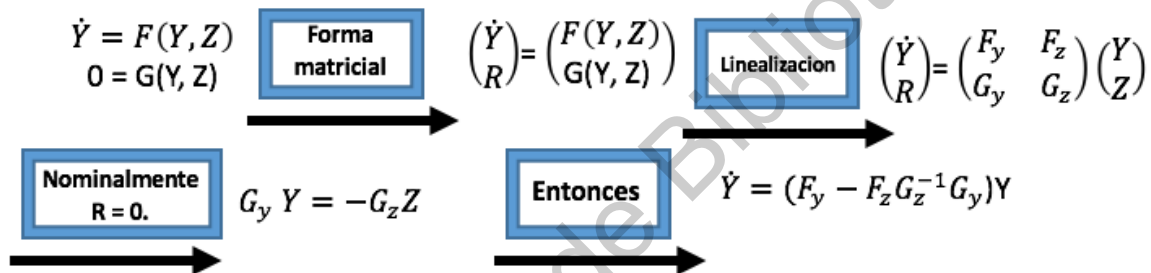


Figura 22. Se ilustra el método por linealización de la DAE.

Estimamos los jacobianos (F_y , F_z , G_y y G_z)

Resolvemos la ecuación diferencial obtenida (Y).

Resolvemos la ecuación algebraica $G(Y, Z) = 0$, y obtendremos Z .

Es necesario que G_z sea no singular

Por diferencia de la DAE:

Si el índice diferencial es 1, se realizará la interpretación por aplicación de métodos de la integración implícitos, tales como Runge-kutta Implícito (RADAU5) o por aplicación de fórmulas BFD de diferente orden (DASSL) sobre la nueva ecuación:

$$M(t, x_d) * x_d' = G(x_d, t) \quad (24)$$

siendo x_d el nuevo vector de derivadas.

Si el índice diferencial es superior a 1, no es posible obtener un sistema de ecuaciones en X_d de primer orden, por lo que no es posible aplicar los métodos de integración implícitos.

Por ello se realizará la reducción de índice diferencial hasta obtener un sistema de índice diferencial 1 añadiendo variables mudas, resultando un sistema de mayor dimensión, siendo resuelto como el caso anterior.

4.4 Introducción a MATLAB

El nombre de MATLAB proviene de la contracción de los términos *matrix laboratory* y fue concebido para el fácil acceso a las librerías que son de gran importancia en el campo de la computación y cálculo matricial. MATLAB es un entorno de computación y desarrollo de aplicaciones totalmente integrado y orientado. Para el desarrollo de proyectos con elevados cálculos matemáticos y la visualización gráfica de éstos. Matlab integra un análisis numérico, el cálculo matricial, el proceso de señales, todo ello en un entorno fácil para el usuario. Tanto el mundo universitario como en el industrial, Matlab se ha convertido en una herramienta básica para la resolución de complejos problemas matemáticos en diferentes áreas como la computación, el cálculo numérico, teoría de control automático, estadística, etc. Matlab consta de diferentes aplicaciones o *toolboxes* especializados orientados a ingenieros, científicos y todo tipo de profesionales técnicos. Entre ellos destacan: Sistemas de Control, Adquisición de datos, tiempo real, lógica Fuzzy, procesamiento de imágenes, redes neuronales, optimización, procesamiento de señales etc.

Matlab dispone de varias funciones para resolver mediante procedimientos numéricos ecuaciones diferenciales, una de las mejores es la de *ode45*.

Su sintaxis es la siguiente:

$$[t, x] = \text{ode45}(\text{odefun}, \text{tspan}, x_0, \text{options}, \text{params}) \quad (25)$$

donde x es una matriz donde cada columna corresponde a las variables dependientes y t es el vector tiempo. *Odefun* es el nombre de la función, *Tspan* especifica el intervalo de tiempo, un vector de dos números $\text{tspan} = [t_i, t_f]$, tiempo inicial y final. Para obtener valores de las variables dependientes en instantes concretos $t_0, t_1, t_2, \dots, t_n$. Se escribe $\text{tspan} = [t_0, t_1, t_2, \dots, t_n]$ (Houcque, 2008);

X_0 es un vector que contiene los valores iniciales.

Options es una estructura que se crea con la función *odeset*.

Params son parametros que queremos pasar a la funcion odefun.

4.4.1 Opciones de ode45

Imaginemos que estudiamos el movimiento de caída de un cuerpo, no sabemos cuanto tiempo tardará en llegar al suelo, desconocemos el valor del elemento tf en el vector tspan. Sin embargo, queremos detener el proceso de integración numérica de la ecuación diferencial que describe el movimiento cuando la posición del móvil sea cero. La función MATLAB ode45 dispone de un parámetro adicional options donde podemos indicarlo.

El control de movimiento para equipos industriales es muy importante debido a que está diseñado para mantener un balance en el aumento de la producción, la calidad del producto, el consumo de energía eléctrica y mantenimiento para reducir costos y aumentar la ganancia. La mayor parte de los trabajos de investigación se han centrado en mejorar los sistemas basados en reducir el error de estado transitorio y estable. Aunque el rendimiento de los sistemas ha mejorado con los años de investigaciones, hoy en día están presentes todavía la inexactitud de las posiciones y el tiempo de retraso. Estos tipos de problemas siempre están presentes en las aplicaciones de movimiento ocasionando una respuesta pobre o de mala calidad (Dou y Ze, 2007).

Un controlador de movimiento actúa como el cerebro del sistema de control de movimientos y calcula cada movimiento de la trayectoria. Debido a que esta tarea es vital, a menudo se realiza un proceso digital de señales. El controlador de movimientos utiliza las trayectorias que calcula para determinar el torque adecuado para enviar una señal al amplificador del motor y efectuar el movimiento.

La mesa x-y se mueve a través de una línea recta y está conectada por un ángulo recto utilizando coordenadas de ángulo recto, es un sistema de posición bidimensional. Esta mesa x-y simplemente se separa en dos movimientos independientes efectuados por dos servomecanismos.

Un servomecanismo de acuerdo con la real academia española se puede definir como; Sistema electromecánico que se regula por sí mismo al detectar el error o la diferencia entre su propia actuación real y la deseada. Y este sistema electromecánico utiliza un servodriver que se puede definir como; Una herramienta de alta tecnología que integra en un solo dispositivo interfaces de potencia y control para servomecanismos.

Las principales características que aporta un sistema de servodrivers son:

- 1.- Tiempo de posicionamiento
- 2.- Mayor precisión
- 3.- Mayor confiabilidad
- 4.- Mayor repetitividad
- 5.- Movimientos coordinados

Para el desarrollo del control de movimiento es necesario identificar todas las partes que se van a controlar y él como se pueden modelar, por dicha razón surge la necesidad de definir cada una de las partes que en conjunto forman el sistema de control (véase la figura 23.).

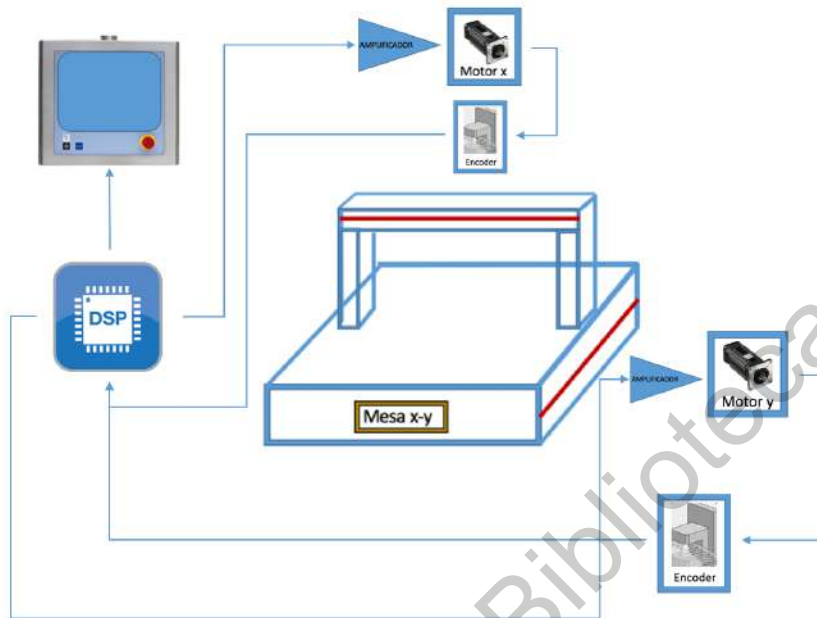


Figura 23. Ilustra el sistema para el control digital de la mesa x-y.

4.5 Componentes de un sistema de control de movimiento

Software de aplicación; Se utiliza un software de aplicación para indicar las posiciones deseadas y perfiles de control de movimiento. En este caso se utiliza el software Matlab para calcular los perfiles de movimiento necesarios a partir de los parámetros del sistema.

Controlador de movimiento; El controlador de movimiento actúa como cerebro del sistema. Toma los perfiles de las posiciones y movimientos deseados y crea las trayectorias que deberían seguir los motores. Después entrega una señal a los servomotores.

Amplificador o Drive; Los drives toman los comandos del controlador y genera la corriente necesaria para dirigir o hacer girar el motor.

Motor; Los motores convierten la energía eléctrica en energía mecánica y producen el torque requerido para moverse a la posición deseada.

Elementos Mecánicos; Los motores están diseñados para proporcionar torque a algunos dispositivos mecánicos. Estos incluyen deslizadores lineales, brazos robóticos y actuadores especiales.

Dispositivo de retroalimentación o sensor de posición; Algunas aplicaciones de control de movimiento no requieren ningún dispositivo de retroalimentación de posición,

pero para los servomotores si es vital. El dispositivo de retroalimentación, generalmente un encoder de cuadratura, detecta la posición del motor y reporta el resultado del controlador de movimiento.

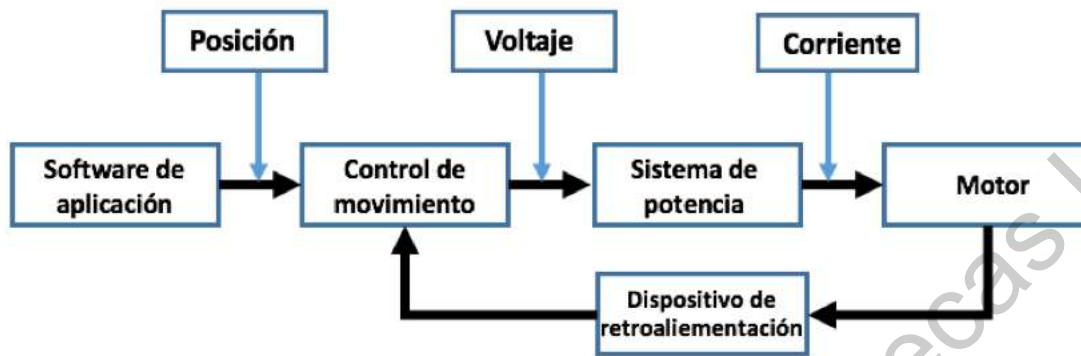


Figura 24. Ilustra los componentes de un sistema de control de movimiento.

Como antes se menciona, la mesa x-y simplemente se separa en dos movimientos independientes, en los que se tiene que definir el comportamiento de un motor DC a partir de su modelo físico. Para hallar una ecuación que describa el movimiento lineal generado al rotar un motor que se va a alimentar con un voltaje V (véase la Figura 24. Baturone y Ollero, 2005).

4.6 Modelado matemático

Para desarrollar el modelo matemático se utilizaron los motores de corriente directa (DC) de imanes permanentes con escobillas (véase la Figura 36. Torres, 2016). se describen las ecuaciones diferenciales de su dinámica, su función de transferencia del dominio de Laplace y su diagrama en bloques para su modelado y posterior análisis en el software MATLAB.

El modelado matemático del motor de corriente directa requiere de dos ecuaciones, una ecuación mecánica y otra eléctrica. Estas ecuaciones están acopladas y se basan en las leyes de la dinámica de Kirchhoff, respectivamente. Por una parte, la ecuación mecánica modelada del movimiento del rotor y por otra parte la ecuación eléctrica modela el comportamiento del circuito eléctrico inducido.

En las figuras se muestra el diagrama eléctrico de la armadura y la representación mecánica de las partes móviles del motor.

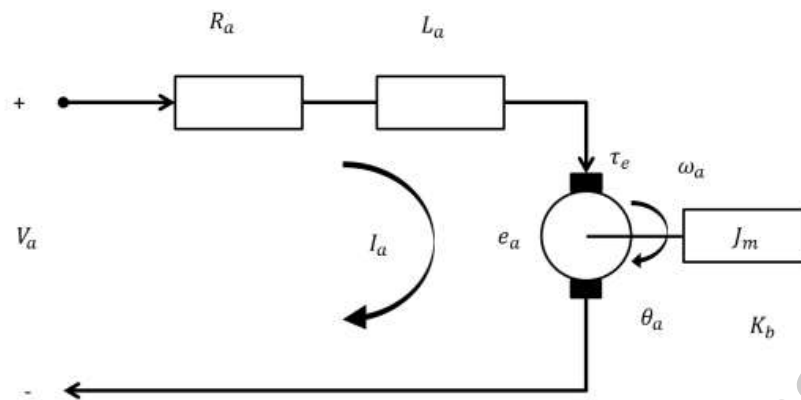


Figura 25. Ilustra el modelo del motor de imanes permanentes de DC.

En la figura 25 se pueden observar las siguientes variables:

- 1.- Voltaje de armadura V_a
- 2.- Corriente en la armadura I_a
- 3.- Resistencia eléctrica R_a
- 4.- Inductancia eléctrica L_a
- 5.- Voltaje inducido e_a
- 6.- Torque eléctrico τ_e
- 7.- Velocidad del rotor ω_a
- 8.- Posición del rotor θ_a
- 9.- Inercia del motor J_m
- 10.- Fricción del sistema k_b

4.6.1 Ecuaciones Eléctricas

Utilizando las leyes de Kirchhoff en el diagrama eléctrico obtenemos la ecuación diferencial:

$$V_a - V_{Ra} - V_{La} - e_a = 0 \quad (26)$$

sabiendo que:

$$V_{Ra} = i_a R_a \quad (27)$$

$$V_{La} = L_a \frac{di_a}{dt} \quad (28)$$

$$e_a = k_e \omega_a \quad (29)$$

Con K_e como la constante de la fuerza contra electromotriz, sustituyendo (27), (28) y (29) en (26) y despejando la derivada, se obtiene la ecuación diferencial de la corriente en la armadura.

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{R_a}{L_a} i_a - \frac{k_e}{L_a} \omega_a - \frac{V_a}{L_a} \quad (30)$$

4.6.2 Ecuaciones mecánicas

Utilizando la segunda ley de Newton, en la que la suma de las fuerzas en un sistema debe de ser igual a cero se obtiene:

$$T_e - T_{\dot{\omega}} - T_{\omega} - T_L = 0 \quad (31)$$

En donde se conocen las variables:

- 1.- Torque electromagnético T_e
- 2.- Torque debido a la aceleración del rotor $T_{\dot{\omega}}$
- 3.- Torque debido a la velocidad del rotor T_{ω}
- 4.- Torque debido a la carga T_L

Debido a que el torque electromagnético es directamente proporcional a la corriente en la armadura y a una constante de torque k_T podemos obtener.

$$T_e = k_T i_a \quad (32)$$

$$T_{\dot{\omega}} = J_m \frac{d\omega_a}{dt} \quad (33)$$

$$T_{\omega} = k_b d\omega_a \quad (34)$$

sustituyendo (32), (33) y (34) en (31) y Despejando nuestra derivada obtenemos la ecuación diferencial de la velocidad de la armadura (Torres, 2016):

$$\frac{d\omega_a}{dt} = \frac{k_T}{J_m} i_a - \frac{k_b}{J_m} \omega_a - \frac{T_L}{J_m} \quad (34)$$

Aplicando la transformada de Laplace a nuestras ecuaciones (30) y (34), considerando las condiciones iniciales igual a cero tendremos:

$$sI_a(s) = -\frac{R_a}{L_a} I_a(s) - \frac{k_e}{L_a} \Omega_a(s) - \frac{V_a(s)}{L_a} \quad (35)$$

$$s\Omega_a(s) = \frac{k_T}{J_m} I_a(s) - \frac{k_b}{J_m} \Omega_a(s) - \frac{T_L(s)}{J_m} \quad (36)$$

Para la representación en bloques de las ecuaciones (35) y (36) se agregó un bloque de integración a la salida de la velocidad para conocer la posición, de esta manera se tiene un modelo en el que se exponen las variables para el control de movimiento (véase la *Figura 26*. Torres, 2016).

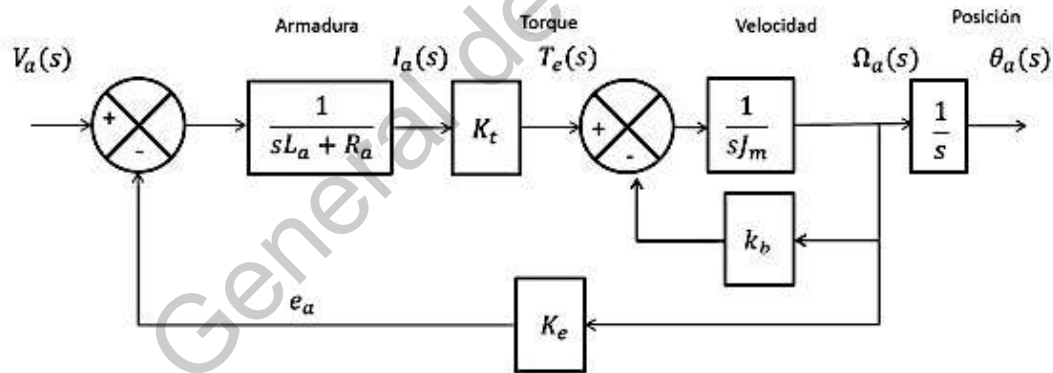


Figura 26. Ilustra el diagrama de bloques de un motor DC.

Sin considerar el integrador para la posición, la función de transferencia resultante es:

$$\frac{\Omega_a}{V_a} = \frac{k_T}{J_m s^2 + (J_m R_a + k_b) s + (k_T k_e)} \quad (37)$$

Para poder simular el comportamiento del motor de DC es necesario conocer algunos parámetros físicos dados por el fabricante que son los siguientes:

- 1.- Resistencia (R_a) en Ω
- 2.- Inductancia (L_a) en mH
- 3.- Constante de Torque (K_T) en Nm/A
- 4.- Constante de Voltaje (K_e) en V/(rad/s)
- 5.- Inercia del rotor (J_m) en kgm^2
- 6.- Constante de amortiguamiento (K_b) en kgm^2/s
- 7.- Voltaje nominal (VDD) en V
- 8.- Corriente nominal (I_{max}) en A
- 9.- Velocidad nominal sin carga (ω_{max}) en RPM
- 10.- Resolución del encoder (P_{pr}) en Pulsos por rev

Una vez conocidos los parámetros del motor, estos se introducen en el software matlab para realizar el análisis del modelo. Para el desarrollo de cualquier tipo de controlador en la mesa x-y es necesario conocer el modelo dinámico de la planta a controlar.

El dispositivo de aplicación del recubrimiento en forma de pintura se conecta a la mesa x-y que se mueve en línea recta en cada uno de los ejes que están conectados por un ángulo recto. La mesa x-y utiliza las coordenadas en ángulo recto, es un sistema de posición bidimensional. Por lo cual en la mesa x-y se separa en dos movimientos cada movimiento de forma independiente. Entonces la ecuación dinámica de la mecánica general se representa por cada eje en la ecuación (38), (39).

$$J_x \frac{dV_x}{dt} + B_x V_x = u_x(t) \quad (38)$$

$$J_y \frac{dV_y}{dt} + B_y V_y = u_y(t) \quad (39)$$

donde J_x y J_y son la inercia de cada eje u_x y u_y son el par de entrada que se obtienen por el movimiento del motor en cada eje, y B_x y B_y son el coeficiente de fricción viscosa de cada uno de los ejes. Las ecuaciones del sistema de estados se representan mediante la ecuación (40) (Lee et al, 1997).

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta}_x \\ \dot{V}_x \\ \dot{\theta}_y \\ \dot{V}_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{B_x}{J_x} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{B_y}{J_y} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_x \\ V_x \\ \theta_y \\ V_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{K_x}{J_x} & 0 \\ 0 & \frac{K_y}{J_y} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_x \\ u_y \end{bmatrix} \quad (40)$$

Para la automatización del recubrimiento en forma de pintura no se requiere una alta precisión en la posición, Sin embargo la velocidad y el desplazamiento del dispositivo de aplicación deben de ser suaves y precisas ya que un cambio abrupto en la trayectoria ocasiona un mal acabado en el plano x-y y por lo cual se debe de tener en consideración para la selección del controlado las perturbaciones ocasionadas por la fricción y los cambios dinámicos en el sistema que impidan un movimiento uniforme en cada uno de los ejes.

4.7 Diseño de un controlador

En este apartado se identificará el sistema de manera analítica a través de las ecuaciones diferenciales que lo modelan; además, se utiliza una identificación con el método de la entrada de tipo escalón al sistema para medir su respuesta. Ambos resultados se comparan para conocer mejor los parámetros y propiedades del sistema.

Un controlador automático compara el valor efectivo de salida de una planta con el valor deseado, determinando la desviación y produciendo una señal de control que reduce la desviación a cero o a un valor pequeño. La forma en que el control produce la señal recibe el nombre de acción de control.

Seguidamente veremos las acciones de control utilizadas en los controles automáticos industriales. Veremos también las formas de Compensar los servosistemas, utilizando diversas técnicas.

Con frecuencia se emplea la especificación del diseño para describir que debe de hacer el sistema y como hacerlo. Estas especificaciones son únicas para cada aplicación individual y con frecuencia se incluyen como la estabilidad relativa, respuesta transitoria y características de respuesta de frecuencia.

El diseño de sistemas de control se puede realizar ya sea en el dominio del tiempo o en el dominio de frecuencia. Por ejemplo, la precisión en estado estable o a menudo se especifica con respecto a una entrada escalón, una rampa o una parábola y el diseño para cumplir ciertos requisitos es más conveniente realizarlo en el dominio del tiempo. Otras especificaciones como el sobreimpulso máximo, tiempo de subida o tiempo de estabilización, están definidos para una entrada escalón unitario, por lo tanto, se emplean para el diseño en el dominio del tiempo.

De acuerdo con su acción de control, los controladores típicos industriales se pueden clasificar en (Bolton, 2001):

- 1.- Controles de posiciones de si-no
- 2.- Control proporcional (P)
- 3.- Control Integral (I)
- 4.- Control proporcional e integral (PI)
- 5.- Control proporcional y derivativo (PD)

6.- Control proporcional e integral y derivativo (PID)

En el proyecto se selecciona el control proporcional integral y derivativo, se invita a revisar el teorema del valor final para este tipo de controladores y que se den cuenta de por que con un controlador de este tipo se puede asegurar que el error se reduzca a cero en estado estable para un sistema.

La acción de control proporcional y derivativa queda definida por la siguiente ecuación:

$$m(t) = k_p * e(t) + k_p T_D \frac{de(t)}{dt} \quad (41)$$

y la función de transferencia después de aplicar la transformada de Laplace es:

$$\frac{M(s)}{E(s)} = k_p (1 + T_D s) \quad (42)$$

donde k_p es la ganancia proporcional y T_D es el tiempo derivativo. La acción de control derivativa, a veces llamada control de velocidad, es aquella en que la salida de control es proporcional a la velocidad de variación de la señal de error de actuante. El tiempo derivativo es el intervalo de tiempo en el que la acción de velocidad se adelanta al efecto de acción proporcional (Bolton, 2001).

4.8 Acción de control proporcional integral derivativa

La combinación de la acción de control proporcional, la acción de control integral y la acción de control derivativa se denomina acción de control proporcional integral derivativa. Esta acción combinada tiene las ventajas de cada una de las tres acciones de control individuales. La ecuación de un controlador con esta acción combinada está dada por:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (43)$$

o la función de transferencia es:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (44)$$

En donde K_p , K_i y K_d son las ganancias proporcional, integral y derivativa, $u(t)$ es la salida del controlador; $e(t)$ es la señal de error, usando la aproximación trapezoidal (véase la ecuación 1) se obtiene la siguiente ecuación:

$$u(k) = K_p e(k) + TK_i \sum_{n=0}^k e(n) + \frac{K_d}{T} \{(\Delta e(k))\} \quad (45)$$

Donde;

$$e(k) = y_r(k) - y_p(k) \quad (46)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k - 1) \quad (47)$$

Un controlador PID es un mecanismo de control por realimentación ampliamente usado en sistemas de control industrial. Este calcula la desviación o error entre un valor medido y un valor deseado y lo compensa para alcanzar la posición deseada. Para poder controlar a cada uno de los motores de la mesa x-y es necesario implementar un controlador de movimiento, el cual, en este caso el controlador PID, debido a su robustez y a que la mayoría de las personas con nociones de control están bastante familiarizadas con el mismo (véase la *Figura 27*, Bányász and Keviczky, 1982).

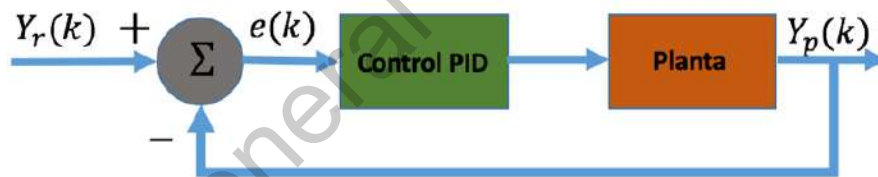


Figura 27. Ilustra la estructura del sistema de control PID.

T es el tiempo de muestreo y $y_r(k)$, $y_p(k)$ y $u(k)$ son el punto de referencia, la salida del proceso y la salida del controlador. Se conoce que el método de Ziegler-Nichols es muy exacto para realizar el ajuste de las ganancias del controlador PID. Como se ha mencionado anteriormente la funcionalidad de este método está limitado para algunas aplicaciones.

Se diseñó un controlador por medio de la metodología siguiente:

- 1.- Cálculo de polos
- 2.- Cálculo de polos en lazo cerrado
- 3.- Cálculo de ángulos

- 4.- Cálculo de Z
- 5.- Cálculo de Td
- 6.- Cálculo de norma de controlador
- 7.- Cálculo de la planta
- 8.- Cálculo de ganancia Kp

4.9 Control de Movimiento

El control por planeación de trayectorias es una técnica bien conocida para problemas de control de movimiento de alto rendimiento que se encuentran en la industria. La tendencia actual es dejar los detalles de planificación y ejecución del movimiento en el hardware de la computadora dedicado al control del sistema: uno o más controladores de movimiento (Lambrechts *et al.*, 2005). Las tareas de un controlador de movimiento tan dedicado consistirán entonces en:

- 1.-Planificación de la trayectoria
- 2.- Control PID
- 3.- Generación del perfil de velocidad
- 4.- Compensación del sistema

La trayectoria de movimiento describe la señal de salida de del control hacia el amplificador, resultando una acción de motor-movimiento para seguir un perfil. El control de movimientos típico calcula los segmentos de la trayectoria del perfil de movimientos en base a los valores de parámetros que se programan. El controlador de movimientos usa la posición final buscada, la máxima velocidad a obtenerse y los valores de la aceleración dados para determinar cuanto tiempo invertirán en los tres segmentos primarios de movimiento, los que incluyen aceleración, velocidad constante y desaceleración.

Para el cálculo de las señales de entrada los dispositivos de actuación deben de obtener una trayectoria por medio del procesamiento de las mediciones disponibles y el cálculo de las señales de salida para los dispositivos de actuación para compensar las perturbaciones desconocidas y el comportamiento no modelado.

Para simplificar estas tareas, la planificación de trayectorias, la generación de perfiles y el control PID se realizan para cada uno de los ejes de la maquina por separado para compensar las no linealidades generando la fuerza requerida para realizar la aceleración de la masa de cada uno de los ejes de acuerdo con la trayectoria deseada.

Durante la ejecución de la trayectoria, los errores de posición son grandes, de modo que las acciones de control son considerables. La velocidad y la aceleración reales pueden ser mucho mayores de lo planeado. Esto puede conducir a desviaciones no deseadas e incluso peligrosas de la trayectoria planificada y daños en el actuador y el sistema (Lambrechts *et al.*, 2005).

Considere la configuración de la (véase la *Figura 28*. Lambrechts *et al.*, 2005) con m que denota la masa del sistema de movimiento F las fuerzas suministradas por el dispositivo de accionamiento, x la posición y k un término de amortiguación viscoso. La ecuación del movimiento para esta configuración simple es;

$$m\ddot{x} + k\dot{x} = F \quad (48)$$

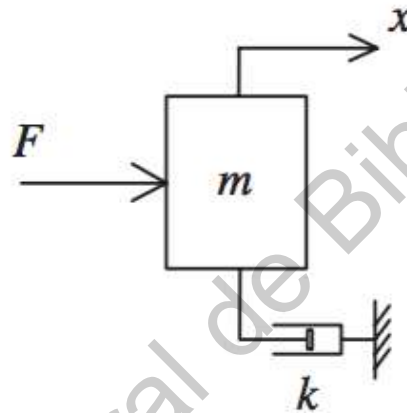


Figura 28. Ilustra el sistema de movimiento simple en cada uno de los ejes de la mesa x-y.

Ahora considere la planificación de un movimiento de punto a punto para este sistema con una distancia denotada como \bar{x} , mientras que está restringido por límites dados en la velocidad máxima \bar{v} y en la aceleración máxima en \bar{a} :

- 1.- $t_{\bar{a}} = \sqrt{\bar{x}/\bar{a}}$ intervalo preliminar de aceleración / desaceleración para obtener \bar{x} .
- 2.- $\hat{v} = \bar{a} \cdot t_{\bar{a}}$ velocidad máxima obtenida durante el movimiento.
- 3.- $\hat{v} > \bar{v}$ prueba si la velocidad excede el límite:
 si es verdad: $t_{\bar{a}} = \bar{v}/\bar{a}$
 si es falso: no hay acción.
- 4.- $x_{\bar{a}} = \bar{a} \cdot t_{\bar{a}}^2$ distancia cubierta durante la aceleración y la desaceleración.
- 5.- $t_{\bar{v}} = (\bar{x} - x_{\bar{a}})/\bar{v}$ intervalo de tiempo de velocidad constante.

Por lo tanto, este algoritmo ha calculado las duraciones de intervalo $t_{\bar{a}}$ y $t_{\bar{v}}$ de tal manera se obtienen las siguientes ecuaciones;

$$t_{\bar{x}} = 2t_{\bar{a}} + t_{\bar{v}} \quad (49)$$

$$\bar{x} = 2\bar{a}t_{\bar{a}}^2 + \bar{v}t_{\bar{v}} \quad (50)$$

Se ha tenido en cuenta que t_v vuelve automáticamente a 0 si no se obtiene el límite de velocidad. La construcción del perfil de aceleración a de \bar{a} , $t_{\bar{a}}$ y $t_{\bar{v}}$ es directo hacia adelante. Desde este punto, la trayectoria deseada puede determinarse integrándola una vez para obtener el perfil de velocidad v ; e integrándolo dos veces para obtener el perfil de posición x (véase la *Figura 29*. Lambrechts *et al.*, 2005). Como el perfil de posición establece así la trayectoria como una secuencia de polinomios en el tiempo con un grado como máximo 2, el avance rígido del cuerpo también se conoce como "avance de segundo orden".

Los perfiles de velocidad se utilizan para trazar las geometrías deseadas, estos perfiles son creados especificando parámetros de movimiento como son la máxima velocidad, la máxima aceleración y la máxima desaceleración. Estos parámetros son utilizados para generar perfiles trapezoidales o curvas "s". El generador de trayectorias en un controlador de movimiento asegura que estas condiciones nunca son violadas mientras se realiza un movimiento. La salida del generador de trayectorias son los valores de referencia que alimentan al lazo de control, que actúan en base a las necesidades del perfil deseado.

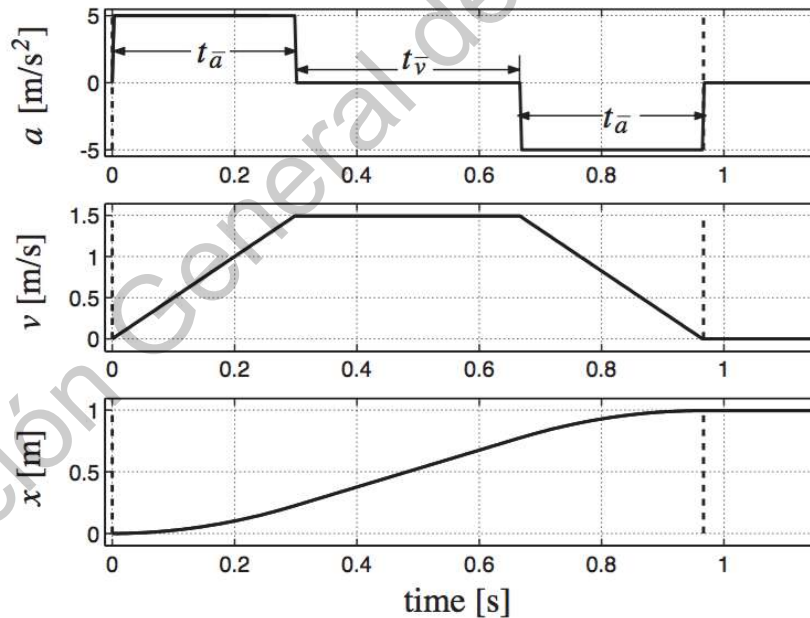


Figura 29. Ilustra la trayectoria de segundo orden.

En la implementación real del planificador de trayectorias y del controlador PID se puede observar que la fuerza de avance F se calcula simplemente a partir de la ecuación (51) y los perfiles en la Fig. 29 se obtiene la siguiente ecuación (Lambrechts *et al.*, 2005);

$$F = ma + kv \quad (51)$$

La alimentación rígida del cuerpo se basa en un modelo sencillo de una sola masa del sistema de movimiento. Esto implica que el rendimiento de la alimentación rígida del cuerpo está determinada por cuánto se desvía el sistema de movimiento real de este modelo de masa única (Lambrechts *et al.*, 2005).

Los objetivos que son importantes para la aplicación de cualquier trayectoria que registre un objetivo se describen a continuación:

- 1.- Sincronización del tiempo optimo;
- 2.- Esfuerzo de actuador
- 3.- Precisión
- 4.- Complejidad
- 5.- Confiabilidad
- 6.- Implementación.

De los diferentes tipos de trayectoria, se realizará una trayectoria coordinada entre el punto inicial y el punto final (véase la *Figura 30*. Romero *et al.*, 2008).

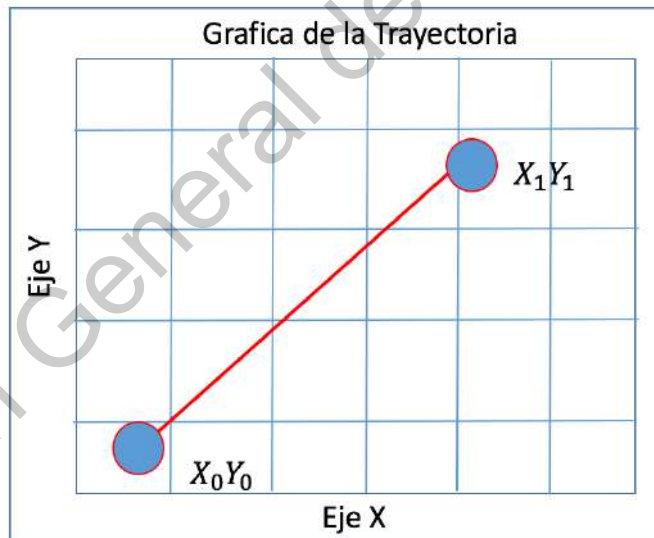


Figura 30. Ilustra la grafica posicion del sistema x-y.

En esta trayectoria primero se calcula el tiempo que demorará cada eje para recorrer la distancia a seguir (véase la *Figura 31*. Romero *et al.*, 2008).

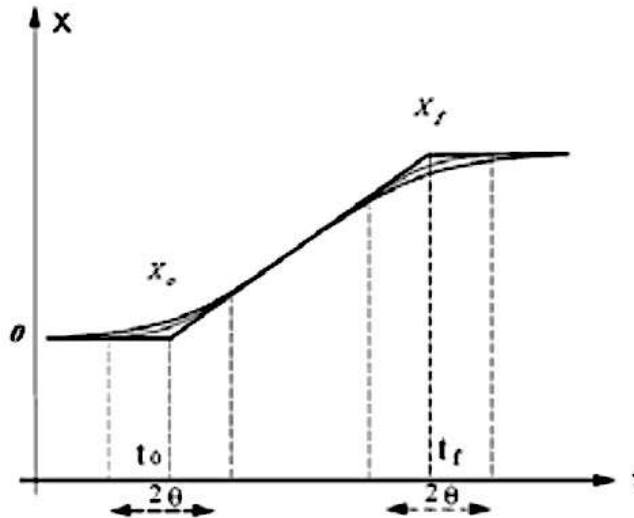


Figura 31. Ilustra la grafica de posición con respecto al tiempo de un perfil de velocidad trapezoidal.

Teniendo en cuenta las velocidades máximas y aceleraciones mínimas para poder realizar un perfil de velocidad trapezoidal (véase la Figura 32. Romero *et al.*, 2008).

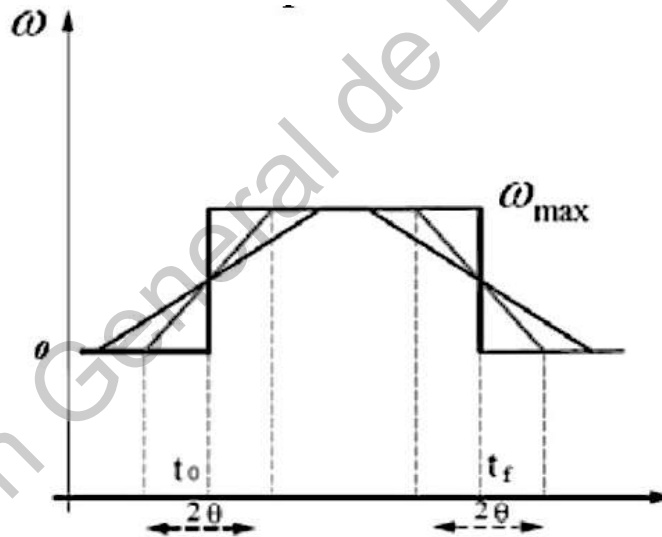


Figura 32. Ilustra la grafica de un perfil de velocidad trapezoidal.

El controlador de movimiento típico calcula los segmentos de la trayectoria del perfil de movimiento en base a los valores de parámetros que usted programe. El controlador de movimiento utiliza los valores de la posición específica deseada, la velocidad máxima que se desea alcanzar y la aceleración que usted proporciona para determinar cuanto tiempo empleara en los tres segmentos de movimientos principales los cuales incluyen aceleración, velocidad constante y desaceleración.

Para el segmento de aceleración de un perfil tipo trapezoidal, el movimiento comienza desde una posición de detenimiento o desde un movimiento previo y sigue una rampa de aceleración indicada hasta que la velocidad alcanza la velocidad deseada para el movimiento.

El perfil de velocidad trapezoidal es representado por una grafica formada por tres rectas (véase la *Figura 33*. Romero *et al.*, 2008). A continuación, se describen las ecuaciones para obtener la posición, velocidad angular. De acuerdo a la definición de la derivada se infiere que la velocidad angular es la derivada respecto al tiempo de la posición angular. Por lo tanto, se tiene que:

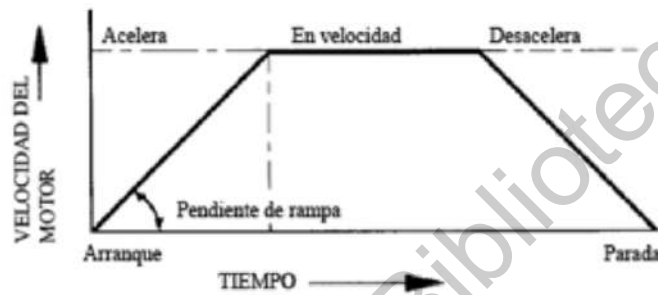


Figura 33. El motor es acelerado y desacelerado a una velocidad constante, respectivamente, a lo largo de un perfil trapezoidal.

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = \omega(t) \quad (51)$$

Donde $\theta(t)$ es la posición angular y $\omega(t)$ es la velocidad angular, dadas en radianes (rad) y en radianes por segundo ($\frac{rad}{s}$) respectivamente.

Despejando a $\theta(t)$ de la ecuación 6 de la siguiente forma:

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = \omega(t) \quad (52)$$

$$d\theta(t) = \omega(t)dt \quad (53)$$

$$\int_0^t d\theta(t) = \int_0^t \omega(t)dt \quad (54)$$

$$\theta(t) = \omega(t)t - \theta(0) \quad (55)$$

Se obtiene la posición angular. De acuerdo con la grafica de la *Figura 16*, y teniendo en cuenta que la posición es el área bajo la curva de la velocidad, podemos deducir la posición

final como la suma de las áreas de cada segmento de la curva de velocidad.

$$\theta_f = \frac{\omega_{max}}{2} \left(\frac{t_f}{3}\right) + \omega_{max} \left(\frac{t_f}{3}\right) + \frac{\omega_{max}}{2} \left(\frac{t_f}{3}\right) = \frac{2}{3} \omega_{max} t_f \quad (56)$$

Despejando t_f de la ecuación 11 se tiene:

$$t_f = \frac{3\theta_f}{2\omega_{max}} \quad (57)$$

La aceleración angular $\alpha(t)$ se obtiene a partir de la velocidad angular:

$$\alpha(t) = \frac{d\omega(t)}{dt} \quad (58)$$

$$d\omega(t) = \alpha(t)dt \quad (59)$$

$$\int_0^t d\omega(t) = \int_0^t \alpha(t)dt \quad (60)$$

$$\omega(t) = \alpha(t)dt \quad (61)$$

$$\alpha(t) = \frac{\omega(t)}{t} \quad (62)$$

Como la grafica del perfil de velocidad consta de tres partes; la primera es una recta con pendiente positiva, la segunda con pendiente igual a cero, y la tercera con una pendiente negativa, se tiene lo siguiente:

$$\alpha(t) = \frac{3\omega_{max}}{t_f} \quad (63)$$

$$\alpha(t) = \begin{cases} \alpha(t), & t < \frac{t_f}{3} \\ 0, & \frac{t_f}{3} < t < \frac{2t_f}{3} \\ -\alpha(t), & t < \frac{2t_f}{3} \end{cases} \quad (64)$$

De (64) se observa que la función $\alpha(t)$ esta definida por partes, lo que quiere decir que la grafica de posición, velocidad y aceleración angular estaran conformadas por tres partes definidas en intervalos de tiempo iguales.

La sintonización del controlador se realizará por el método de frecuencia de corte, en donde por medio de la siguiente metodología podemos realizar la sintonización.

Teniendo los datos de entrada: Margen de fase (θ_m) frecuencia de corte (ω_c) y tiempo de muestreo T_s se puede calcular la ganancia de la planta.

$$A = |G(j\omega)| \quad (65)$$

$$\alpha = \text{Arg}(G(j\omega)) \quad (66)$$

Posteriormente se calcula el ángulo β

$$\beta = \theta_m - 175^\circ - \alpha + \frac{180^\circ \omega_c T_s}{2\pi} \quad (67)$$

y con cálculo de los ángulos α y β se puede calcular los parámetros proporcional y derivativo del controlador:

$$P = \frac{1}{A} \cos \beta \quad (68)$$

$$D = \frac{1}{\omega_c A} \sin \beta \quad (69)$$

Se realizó un script para sintonizar un controlador por medio de la metodología propuesta y encontrar los valores requeridos para el perfil de velocidad, se van a realizar los cálculos por medio del software: Matlab r2015a

Pasos de la metodología:

- 1.- Cálculo de la aceleración
- 2.- Cálculo del par requerido
- 3.- Cálculo de corriente
- 4.- Cálculo de potencia

Para la sintonización:

- 1.- Cálculo de ganancia de la planta
- 2.- Cálculo de ángulos beta y alfa
- 3.- Cálculo de parámetros

La siguiente figura muestra esquemáticamente el funcionamiento del control cinemático. El cual consiste en recibir las entradas de los datos del programa de la mesa x-y, el punto de destino, la precisión, el tipo de ruta deseada, la velocidad o el tiempo invertido, etc. y basado en el modelo cinemático de la mesa x-y se establecen las trayectorias de cada articulación como funciones de tiempo (véase la *Figura 34.*)

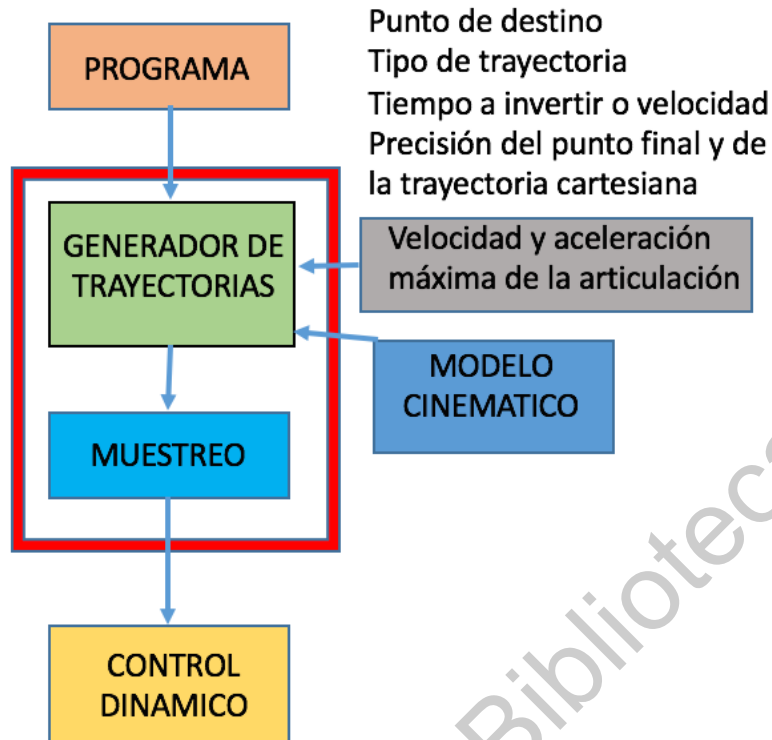


Figura 34. Ilustra la estructura general del control cinemático.

4.10 Ajustes de control para un sistema de mesa x-y.

Cuando los errores son grandes se debe de eliminar la variación para obtener mejores tiempos de respuestas, esto se resuelve dando valores grandes de K_p y valores pequeños de K_d , pero se debe de evitar el sobrepaso en los sistemas, este efecto esta relacionado a los limites de la integral en donde usualmente K_i se toma igual a cero.

Cuando los errores son medios se deben tomar valores pequeños de K_p para generar un sobrepaso en la respuesta mas pequeño, el valor de impacto es el de la ganancia K_d , se deben de tomar valores mas pequeños de K_d y valores apropiados de K_i .

Cuando los errores son pequeños, se deben de tomar valores más pequeños de K_p y valores mas grandes de K_i para hacer que la respuesta del sistema brinde una mejor estabilidad, la cual evita las oscilaciones cercanas al punto de balance del sistema, se deben tomar valores apropiados de K_d .

5. Metodología

En la siguiente imagen se puede observar el proceso que se realizó para elaborar y validar la construcción del controlador de movimiento.

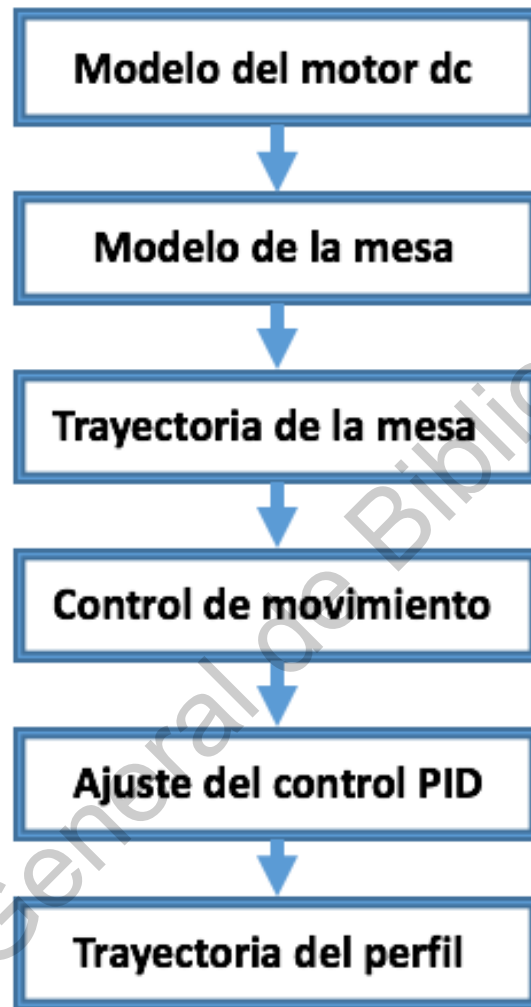


Figura 35. Ilustra la metodología del proyecto para generar el control de movimiento.

5.1 Modelado del sistema de un motor DC.

Para desarrollar el modelo matemático nos centraremos en los motores de DC de los imanes permanentes con escobillas, se describen las ecuaciones diferenciales de su dinámica, su función de transferencia del dominio de Laplace y su diagrama en bloques para su modelado y posterior análisis en MATLAB (Bejar, 2018).

Para este trabajo, asumiremos los siguientes valores para los parámetros físicos.

- (J) momento de inercia del rotor
- (b) Constante de fricción viscosa del motor
- (Kb) fuerza electromotriz constante
- (Kt) par del motor constante
- (R) resistencia eléctrica
- (L) inductancia eléctrica

La entrada del sistema es la fuente de tensión (V) aplicada a la armadura del motor, mientras que la salida es la posición del eje (θ). Se supone que el rotor y el eje son rígidos. Suponemos además un modelo de fricción viscosa, es decir, el par de fricción es proporcional a la velocidad angular del eje.

Aplicando la transformada de Laplace, a las ecuaciones de modelado anteriormente citadas se pueden expresar en términos de la variable s de Laplace.

$$S(Js + b)\theta(s) = KI(s) \quad (70)$$

$$(Ls + R)I(s) = V(s) - Ks\theta(s) \quad (71)$$

Se obtiene la siguiente función de transferencia de bucle abierto eliminando $I(s)$ entre las dos ecuaciones anteriores, donde la velocidad de rotación se considera la salida y la tensión de la armadura se considera la entrada (Bejar, 2018).

$$P(s) = \frac{\dot{\theta}(s)}{V(s)} = \frac{K}{(Js + b) + (Ls + R) + K^2} \left[\frac{rad/seg}{V} \right] \quad (72)$$

Se obtiene la posición integrando la velocidad, por lo tanto, se divide la función de transferencia anterior por s .

$$\frac{\theta(s)}{V(s)} = \frac{K}{s(Js + b) + (Ls + R) + K^2} \left[\frac{rad}{V} \right] \quad (73)$$

Las ecuaciones diferenciales anteriores se pueden expresar en forma de espacio de estado eligiendo la posición del motor, la velocidad del motor y la corriente de armadura

como variables de estado. De nuevo, el voltaje de la armadura se trata como la entrada y la posición de rotación se elige como la salida.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \theta \\ \dot{\theta} \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{b}{J} & \frac{K}{J} \\ 0 & \frac{K}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \dot{\theta} \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} V \quad (74)$$

$$Y = [1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} \theta \\ \dot{\theta} \\ i \end{bmatrix} \quad (75)$$

Se posiciona el motor con precisión, por lo tanto, el error de estado estacionario de la posición del motor debe ser cero cuando se le da una posición ordenada. Se espera que el error de estado estacionario debido a una perturbación constante sea cero también. El otro requisito de rendimiento es que el motor llegue a su posición final muy rápidamente sin sobrepasarse (Bejar, 2018).

Los parámetros para el motor del eje x que se obtuvieron de forma teórica son:

- $J = 0.01$
- $b = 0.1$
- $K_e = 0.01$
- $K_t = 0.01$
- $R = 1$
- $L = 0.5$

Los parámetros para el motor del eje y que se obtuvieron de forma teórica son:

- $J = 0.02$
- $b = 0.2$
- $K_e = 0.01$
- $K_t = 0.01$
- $R = 1$
- $L = 0.5$

5.2 Representación de Matlab

Se representa la función de transferencia del motor en MATLAB definiendo los parámetros y la función de transferencia de la siguiente manera para cada uno de los motores. Ejecutando este código en la ventana de comandos produce el resultado que se muestra a continuación para el motor x.

```
J = 0.01;
b = 0.1;
K = 0.01;
R = 1;
L = 0.5;
s = tf('s');
P_motor = K/((J*s+b)*(L*s+R)+K^2)
```

P_motor =

```
0.01
-----
0.005 s^2 + 0.06 s + 0.1001
```

Continuous-time transfer function.

Ejecutando este código en la ventana de comandos produce el resultado que se muestra a continuación para el motor del eje y.

```
J = 0.02;
b = 0.2;
K = 0.01;
R = 1;
L = 0.5;
s = tf('s');
P_motor = K/((J*s+b)*(L*s+R)+K^2)
```

P_motor =

```
0.01
-----
0.01 s^2 + 0.12 s + 0.2001
```

Continuous-time transfer function.

EL sistema se representa usando las ecuaciones de espacio de estado. Los siguientes comandos adicionales de MATLAB crean un modelo de espacio de estado del motor del eje x para obtener el resultado que se muestra a continuación cuando se ejecuta en la ventana de comandos de MATLAB.

```

A=[0 1 0; 0 -b/J K/J; 0 -K/L -R/L ];
B=[0; 0 ; 1/L ];
C=[1 0 0];
D=[0];
motor_ss=ss(A,B,C,D)

```

```
motor_ss =
```

```

a =
      x1   x2   x3
x1    0    1    0
x2    0   -10    1
x3    0  -0.02   -2

```

```

b =
      u1
x1    0
x2    0
x3    2

```

```

c =
      x1 x2 x3
y1    1  0  0

```

```

d =
      u1
y1    0

```

Continuous-time state-space model.

EL sistema se representa usando las ecuaciones de espacio de estado. Los siguientes comandos adicionales de MATLAB crean un modelo de espacio de estado del motor del eje y para obtener el resultado que se muestra a continuación cuando se ejecuta en la ventana de comandos de MATLAB.

```

A=[0 1 0; 0 -b/J K/J; 0 -K/L -R/L ];
B=[0; 0 ; 1/L ];
C=[1 0 0];
D=[0];
motor_ss=ss(A,B,C,D)

```

```
motor_ss =
```

```

a =
      x1   x2   x3

```

$$\begin{matrix} x1 & 0 & 1 & 0 \\ x2 & 0 & -10 & 0.5 \\ x3 & 0 & -0.02 & -2 \end{matrix}$$

b =

$$\begin{matrix} u1 \\ x1 & 0 \\ x2 & 0 \\ x3 & 2 \end{matrix}$$

c =

$$\begin{matrix} x1 & x2 & x3 \\ y1 & 1 & 0 & 0 \end{matrix}$$

d =

$$\begin{matrix} u1 \\ y1 & 0 \end{matrix}$$

Continuous-time state-space model.

El modelo de espacio de estado anterior también se puede generar convirtiendo su modelo de función de transferencia existente en una forma de espacio de estado. Esto se logra nuevamente con el comando ss como se muestra a continuación.

```
motor_ss=ss(A,B,C,D);
```

5.3 Respuesta de lazo cerrado

Consideremos ahora la respuesta de bucle cerrado del sistema donde el esquema del sistema tiene la siguiente estructura.

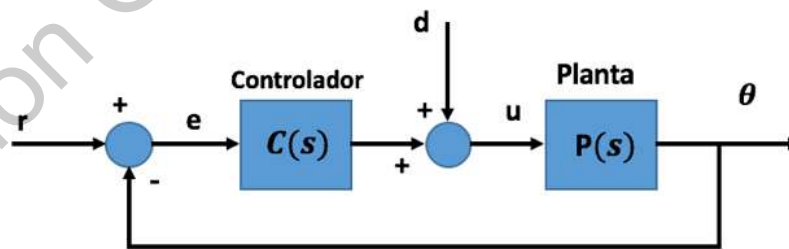


Figura 36. Ilustra el diagrama de bloques de la aplicación de un controlador a un modelo del motor de DC.

La función de transferencia de bucle cerrado para lo anterior con el controlador $C(s)$ (simplemente configurado igual a 1 se puede generar usando la retroalimentación del

comando MATLAB como se muestra a continuación para el motor del eje x (véase la *Figura 36.*);

```
J = 0.01;  
b = 0.1;  
K = 0.01;  
R = 1;  
L = 0.5;  
s = tf('s');  
P_motor = K/((J*s+b)*(L*s+R)+K^2);  
sys_cl= feedback(P_motor,1)
```

sys_cl =

$$\frac{0.01}{0.005 s^2 + 0.06 s + 0.1101}$$

Continuous-time transfer function.

La función de transferencia de bucle cerrado para lo anterior con el controlador $C(s)$ simplemente configurado igual a 1 se puede generar usando la retroalimentación del comando MATLAB como se muestra a continuación para el motor del eje y;

```
J = 0.02;  
b = 0.2;  
K = 0.01;  
R = 1;  
L = 0.5;  
s = tf('s');  
P_motor = K/((J*s+b)*(L*s+R)+K^2);  
sys_cl= feedback(P_motor,1)
```

sys_cl =

$$\frac{0.01}{0.01 s^2 + 0.12 s + 0.2101}$$

Continuous-time transfer function.

La respuesta de paso de unidad correspondiente se genero agregando el comando siguiente al código anterior para el eje x.

- `step (sys_cl, t)`

- grid on

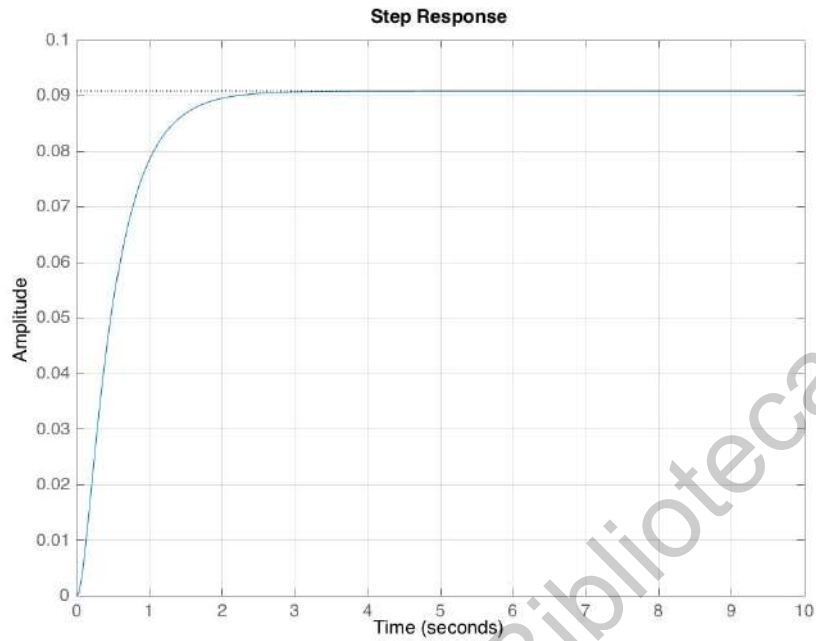


Figura 37. Ilustra la respuesta del motor del eje x al aplicar la función step.

La respuesta de paso de unidad correspondiente se genero agregando el commando siguiente al código anterior para el eje y.

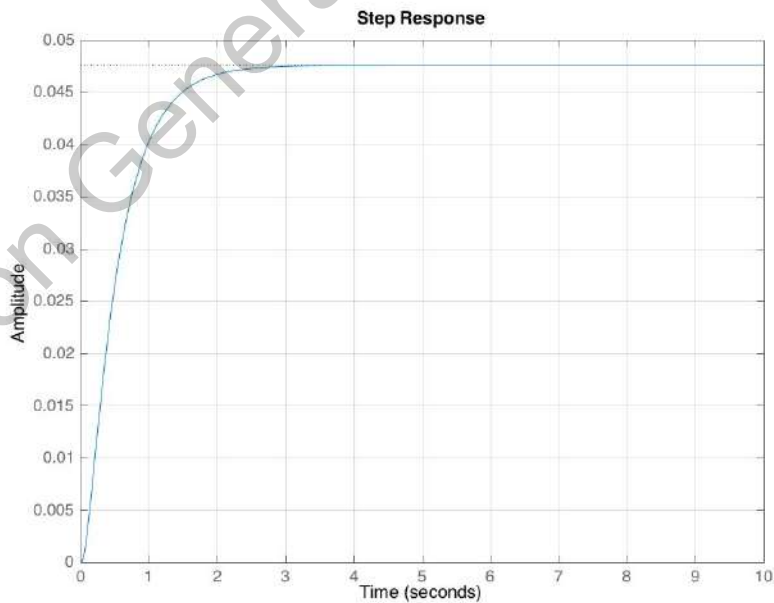


Figura 38. Ilustra la respuesta del motor del eje y al aplicar la función step.

5.4 Modelo de la mesa

Apartir de las ecuaciones del modelo de la mesa x-y planteadas en el marco teórico se elaboro el código como se muestra en la siguiente figura en MATLAB. En el cual se definen los parámetros de los motores para el eje x y para el eje y. Para después generar el arreglo en forma de matriz del modelo de la mesa x-y se utiliza la función zeros la cual designa el tamaño de la matriz que se forma colocando ceros en cada uno de los lugares de los renglones y columnas para después ser remplazados en las posiciones definidas por los valores de los parámetros de los motores, una vez definidas las matrices para el modelo de la planta, se utiliza la función de concatenación para unir las matrices y formar el modelo de la mesa x-y.

```
function R = ModeloMesaXY(t,x,flag,U)
    Bx=.1;
    By=.2;
    Kx=.01;
    Ky=.01;
    Jx=.01;
    Jy=.02;

    Tx=x(1);
    Vx=x(2);
    Ty=x(3);
    Vy=x(4);

    M1=zeros(4,4);
    M2=zeros(4,2);

    M1(1,2)=1;
    M1(2,2)=-Bx/Jx;
    M1(3,4)=1;
    M1(4,4)=-By/Jy;

    M2(2,1)=Kx/Jx;
    M2(4,2)=Ky/Jy;

    A=[Tx;Vx;Ty;Vy];
    R=M1*A + M2*U;

end
```

5.5 Trayectoria de la mesa

Con la finalidad de evitar cualquier tipo de error se utiliza la función limpiar todo y se definen las condiciones iniciales como; los set points, el tiempo y la respuesta esperada como se muestra en la siguiente código.

```
clc;
clear all;
clc;
puntos= 0.15;
dt=0.2;
Yinit=[0,0,0,0];
t=[0,dt];
U=[0;0];
Sp=[0, 0];
Spi=[0, 0];
Sp1=[1, 0.8];
```

Una vez definidas las condiciones iniciales se procede a generar las trayectorias de seguimiento del dispositivo de aplicación del recubrimiento por plasma-polimerización con la finalidad de poder controlar la posición y la velocidad. Lo primordial para la generación de una trayectoria es necesario definir un intervalo para solo uno de los ejes en el cual se va a mover el dispositivo y una función que relacione al eje en donde se genero el intervalo con el segundo eje ya que es necesario mantener un movimiento sincronizado en el cual cada uno de los ejes dependa del otro. Para la implementación del controlador fue necesario definir una trayectoria teórica y de esa misma trayectoria definir otra por medio de puntos ya que el controlador de movimiento trata de seguir la trayectoria teórica tocando cada uno de esos puntos que se definen como se muestra en el siguiente código.

```
%Generar trayectoria
x=0:.015:3.2;
%y=x.*exp(-x.^2);
%y=(x.^3);
%y=sqrt((x.^2)-sin(x)+.4)
y=sin(x)
%Puntos de trayectoria
x1=0:puntos:3.2;
y1=sin(x1)
%y1=sqrt((x1.^2)-sin(x1)+.4)
%y1=(x1.^3)
%y1=x1.*exp(-x1.^2)
```


5.6 Control de movimiento

Los sistemas de control pueden catalogarse desde muchos puntos de vista, según el enfoque que se quiera dar a cada configuración. Algunas veces la clasificación se lleva a cabo de acuerdo con el principio físico que rige al sistema; en otras circunstancias, se hace según el orden de la ecuación diferencial. En esta ocasión, la clasificación se hará de acuerdo con el número de integradores contenidos en la función de transferencia de trayectoria directa $G(s)$, lo cual facilitará la evaluación del error, como se muestra en la siguiente figura comparando los set points de posición y velocidad de cada uno de los motores y formulando la ley de control PID para el controlador de movimiento.

```
for j=1:xm,
    %Yinit=[x1(j),0,y1(j),0];
    Yinit=xg; %[x1(j),f1(j),y1(j),f2(j)];
    Sp=[x1(j), y1(j)];
    Spi=[f1(j), f2(j)]
    for i=1:20,
        xr=[xr,Sp(1)];
        yr=[yr,Sp(2)];
        vxr=[vxr,Spi(1)];
        vyr=[vyr,Spi(2)];
        [m,n]=size(xg);
        %Errores para X
        epX=Sp(1)-xg(m,1); %Proporcional
        edX=epX-ed1X; %Derivativo
        ed1X=epX;
        eiX=eiX+epX; %Integral
        %Errores para Y
        epY=Sp(2)-xg(m,3); %Proporcional
        edY=epY-ed1Y; %Derivativo
        ed1Y=epY;
        eiY=eiY+epY; %Integral
        %Errores para la velocidad X
        epvX=Spi(1)-xg(m,2); %Proporcional
        edvX=epvX-edv1X; %Derivativo
        edv1X=epvX;
        eivX=eivX+epvX; %Integral
        %Errores para la velocidad Y
        epvY=Spi(2)-xg(m,4); %Proporcional
        edvY=epvY-edv1Y; %Derivativo
        edv1Y=epvY;
        eivY=eivY+epvY; %Integral
        %Ley de control para el eje X
        %ux=epX*Kp+edX*Kd+eiX*Ki;
        ux1=epX*Kp+edX*Kd+eiX*Ki;
        uvX=epvX*Kpv+edvX*Kdv+eivX*Kiv;
```

```

ux=ux1+uvx;
%Ley de control para el eje Y
%uy=epy*Kp1+edy*Kd1+eiy*Ki1;
uy1=epy*Kp1+edy*Kd1+eiy*Ki1;
uv1y=epvy*Kpv1+edvy*Kdv1+eivvy*Kiv1;
uy=uy1+uv1y;

```

Evaluando las leyes de control PID en controlador de movimiento es necesario mandar llamar el modelo de la mesa x-y, estimando su comportamiento a través en las trayectorias implementadas utilizando la función Ode 45 y homogenizando el tamaño de los vectores para poder realizar la validación del control.

```

t=[tini,tini+dt];
[tsol,xsol]=ode45('ModeloMesaXY',t,xg(m,:),[],[ux;
uy]);
[m,n]=size(tsol);
tg=[tg;tsol(m,:)]; xg=[xg;xsol(m,:)];
tini=tini+dt;

```

```

end
end

```

5.7 Ajuste del controlador PID

Debido a que los controladores son elementos que se le agregan al sistema original para mejorar sus características de funcionamiento, con el objetivo de satisfacer las especificaciones de diseño tanto en régimen transitorio como en estado estable. La primera forma para modificar las características de respuesta de los sistemas es el ajuste de ganancia. Sin embargo, aunque por lo general el incremento en ganancia mejora el funcionamiento en estado estable, se produce una pobre respuesta en régimen transitorio y viceversa. Por tal motivo, es necesario agregar elementos a la simple variación de ganancia, lo cual da lugar a los diversos tipos de controladores.

En los motores de corriente continua normalmente se calcula la ganancia K para poder encontrar las constantes por medio del método de Nichols para la sintonización del control PID, considerando la ganancia para la intersección con el eje imaginario ya que un controlador de un motor de corriente continua se diseña en base a un sistema críticamente amortiguado y provoca un estado oscilante lo que afecta el funcionamiento de un controlador de movimiento para una mesa x-y por lo que es necesario calcular las ganancias para el controlador de manera empírica utilizando el método eurístico y así reducir el error en la posición y en la velocidad de dicho controlador.

```
%ganancias para control de posicion
Kp=20;
Kd=10;
Ki=0.01;
%Ki=0;
Kp1=60;
Kd1=10;
%Ki1=0.01;
Ki1=0.1;
%errores en el control de posicion
edlx=0;
edly=0;
eix=0;
eiy=0;
%ganancias para control de velocidad
Kpv=.2;
Kdv=.1;
Kiv=0.01;
Kpv1=0.2;
Kdv1=0.1;
Kiv1=0.01;
%errores en el control de velocidad
edv1x=0;
edv1y=0;
eivx=0;
eivy=0;
```

En la siguiente imagen se puede observar que el sobre impulso en cada uno de los cambios del set point en la trayectoria se redujo considerablemente en relación con las ganancias calculadas de forma empírica.

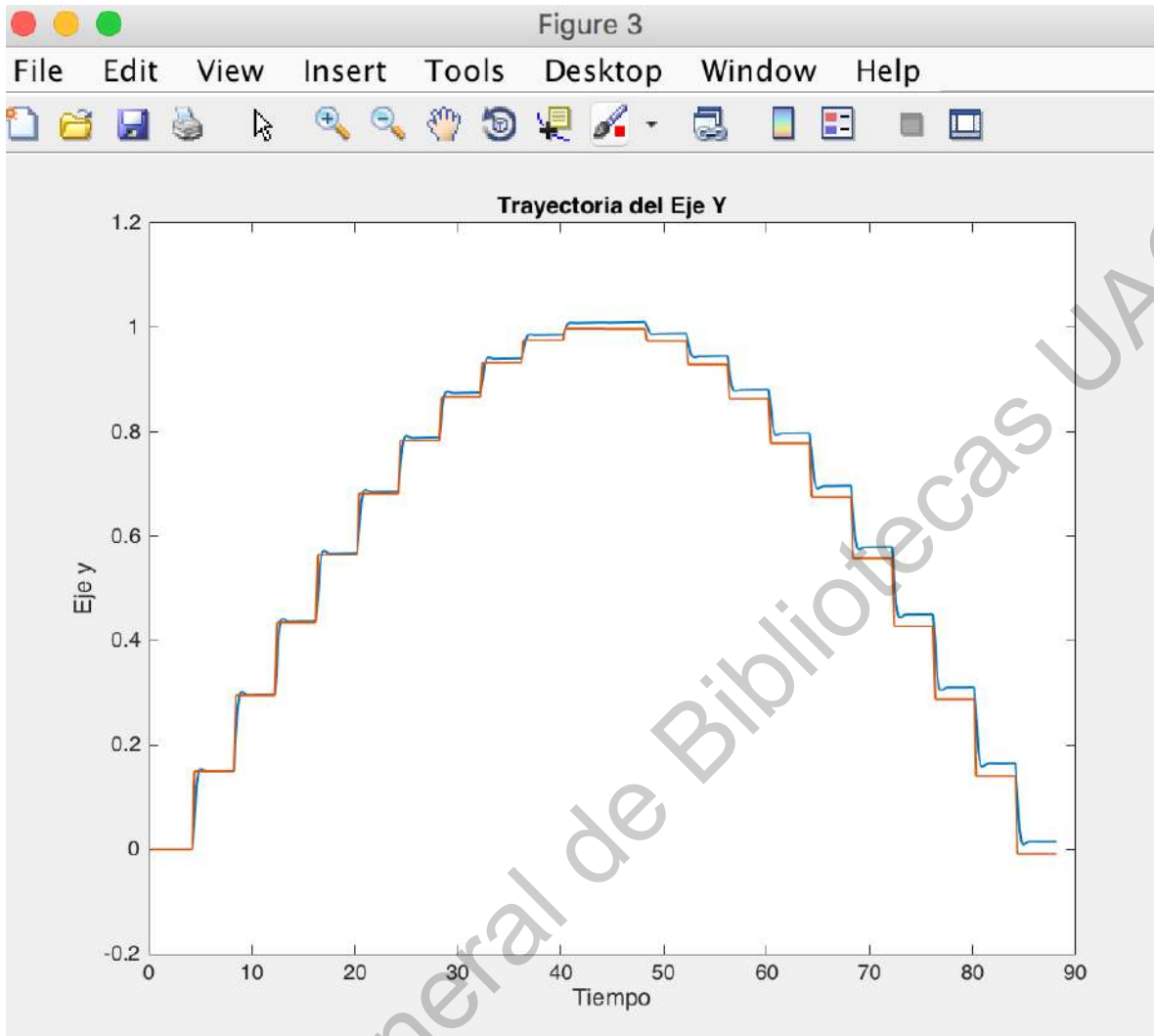


Figura 39. Ilustra la sintonización del control de movimiento.

5.8 Trayectoria del perfil

Para la generación del perfil de velocidad fue necesario considerar el intervalo en el que se generó en uno de los ejes del modelo de la mesa x-y y dividirlo en 3 secciones; en la primera sección se utiliza una rampa de subida donde varía de manera proporcional la aceleración, en la segunda sección del intervalo se utilizó una función lineal que representa la velocidad máxima que es alcanzada por el modelo que se obtuvo con la función max como se muestra en la siguiente imagen y una aceleración igual a cero y la tercera sección utiliza una función en forma de rampa que va hacia abajo y por lo tanto se utiliza una aceleración negativa que ocasiona que el dispositivo de aplicación del recubrimiento por plasma-polimerización se detenga una vez que haya alcanzado la trayectoria deseada.

```

%Trayectoria de perfil de velocidad eje x
%qd1 = max(abs(xg(:,2)))
qd1 = .3995
d= 0:puntos:3.2;
f1= ((d<0.9).*(799/1800
*d))+(((d>=0.9)&(d<2.4)).*(qd1))...
+((d>=2.4)&(d<=3.3)).*((1.598 -(799/1600)*d ));
%f1= ((d<0.9).*(799/1800
*d))+(((d>=0.9)&(d<2.0)).*(qd1))...
% +((d>=2.0)&(d<=2.8)).*((1.350 -(750/1600)*d ));

%Trayectoria de perfil de velocidad eje y
%qd2 = max(abs(xg(:,4)))
qd2 = .4583
d= 0:puntos:3.2;
f2= (d<0.9).*(4583/9000 *d)+((d>=0.9)&(d<2.4)).*(qd2)...
+((d>=2.4)&(d<=3.2)).*((1.622 -(4583/9000)*d));
%f2= (d<0.9).*(4583/9000 *d)+((d>=0.9)&(d<2.0)).*(qd2)...
%+((d>=2.0)&(d<=2.8)).*((1.500 -(4583/9000)*d));

```

6. Resultados

Con la finalidad de validar los resultados obtenidos en cada uno de los controladores anteriormente citados, se realizó una simulación con un controlador del tipo PID y un controlador PID combinado con un perfil de velocidad. En dichos controladores se simuló el modelo dinámico y el control de una mesa x-y para la aplicación de un recubrimiento en forma de pintura. Cada uno de los controladores anteriormente citados realizaron comparaciones con controladores de artículos previos con la finalidad de obtener mejoras en el sistema y aumentar la precisión para eficientar el proceso y la mayoría de estos controladores utilizan como base a un controlador PID. Debido a esto se puede llegar a la conclusión de que, si se obtienen resultados adecuados en la simulación de un controlador PID, cada uno de los controladores anteriormente citados funcionarían.

Combinando el control PID para la posición en la mesa x-y y el control punto a punto se simula en matlab un control de trayectorias, (véase la *Figura 40.*)

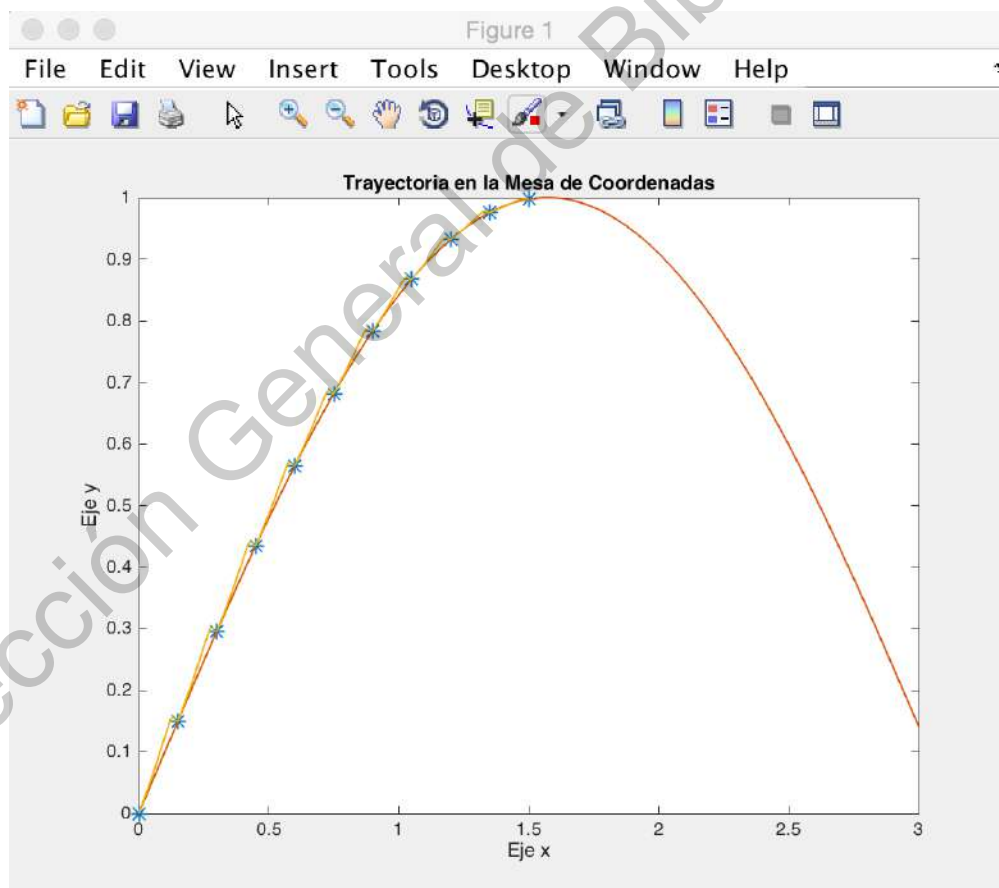


Figura 40. Gráfica de la comparación de la trayectoria real y la trayectoria teórica de la mesa x-y utilizando un controlador punto a punto.

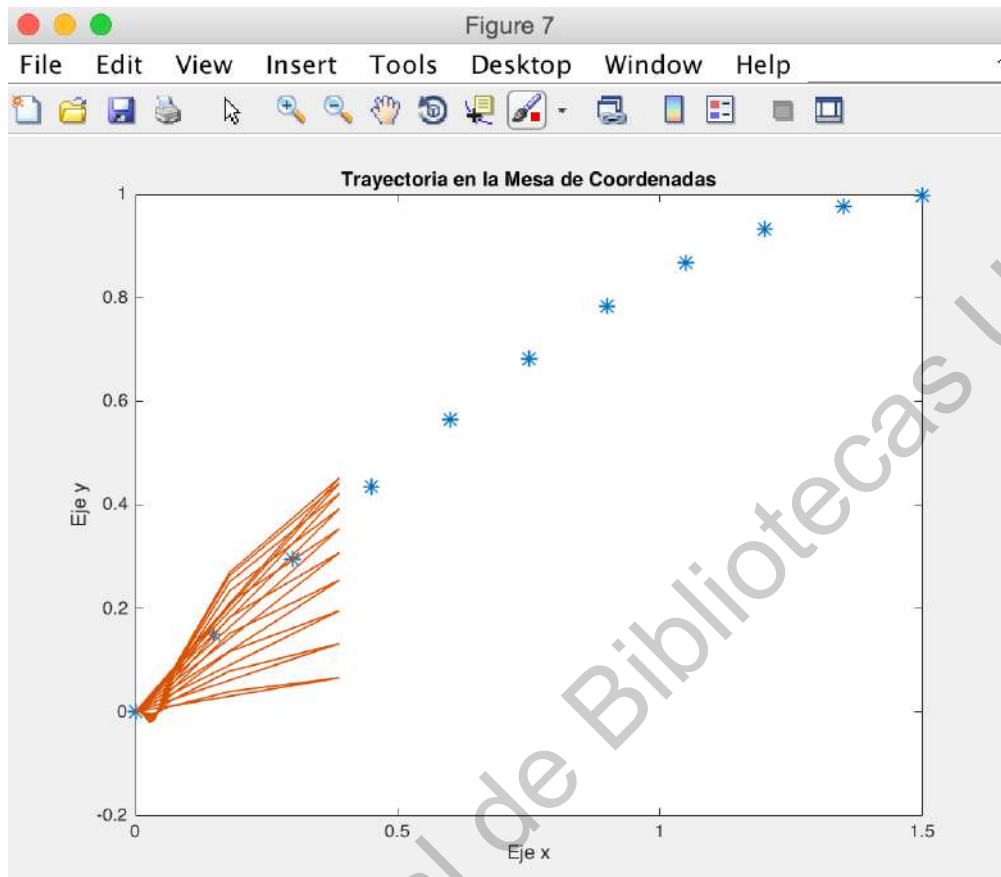


Figura 41. Gráfica de la comparación de la trayectoria real y la trayectoria teórica en el eje x utilizando un controlador punto a punto.

Debido a que un controlador de punto a punto ocasiona un movimiento no uniforme en el proceso de aplicación de un recubrimiento en forma de pintura debido a que en cada cambio de set point la velocidad final en los motores es cero es decir el dispositivo se mueve y se frena (véase la Figura 41.). Por lo cual es necesario desarrollar un controlador que permita mantener una velocidad constante sin desacelerar en cada nuevo set point.

Teniendo esto en cuenta se desarrollo un controlador PID de trayectorias como se muestran en las siguientes imágenes, donde se puede observar que el dispositivo de aplicación tiene un seguimiento ideal con respecto a la trayectoria trazada (véase la Figura 42.).

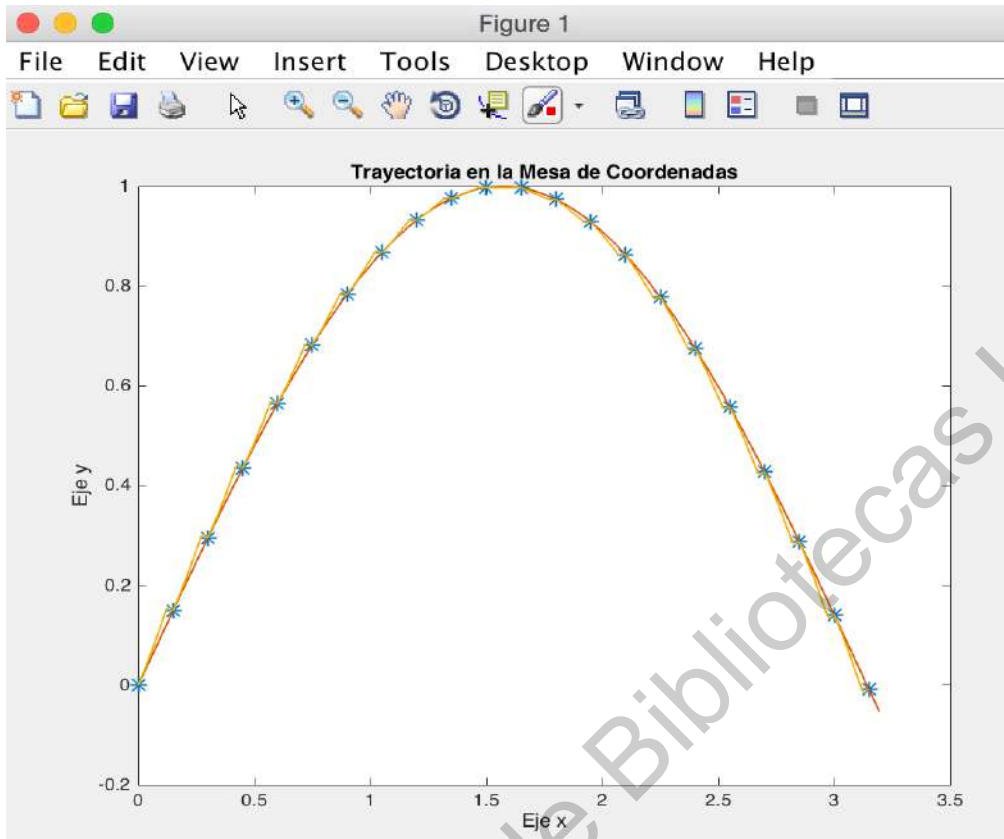


Figura 42. Gráfica de la comparación de la trayectoria real y la trayectoria teórica utilizando un controlador PID de trayectorias.

En la siguiente imagen podemos observar que el error con respecto a la trayectoria teórica es de 0.1 que es un error menor en comparación con el error permitido por lo cual podemos asegurar que un control de movimiento con base en un control PID es capaz de permitir un funcionamiento ideal para la aplicación del recubrimiento de plasma-polimerización (véase la Figura 43.).

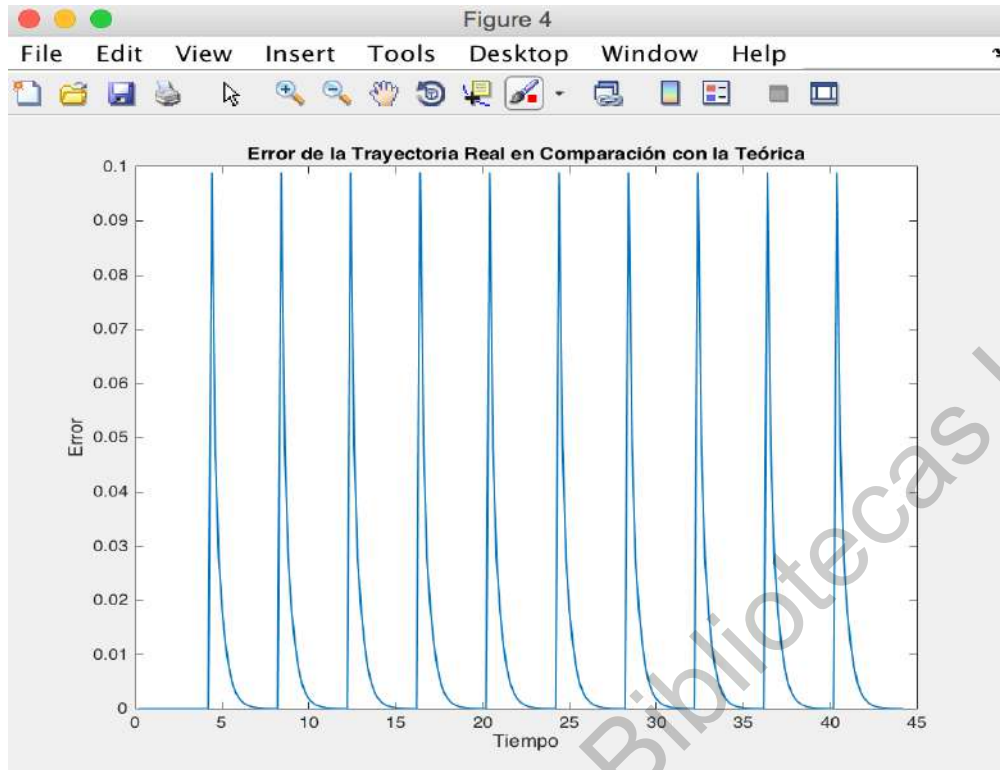


Figura 43. Gráfica del error generado comparando la trayectoria real y la trayectoria teórica utilizando un controlador PID de trayectorias.

6.1 Control de movimiento PID combinado con un perfil de velocidad.

Combinando el controlador PID de trayectorias en la mesa x-y y el el perfil de velocidad se simulo en matlab un control de trayectorias, (Véase la *Figura 44.*) en el que se puede observar la trayectoria ideal y el perfil de velocidad generado para mejorar el control PID de trayectorias.

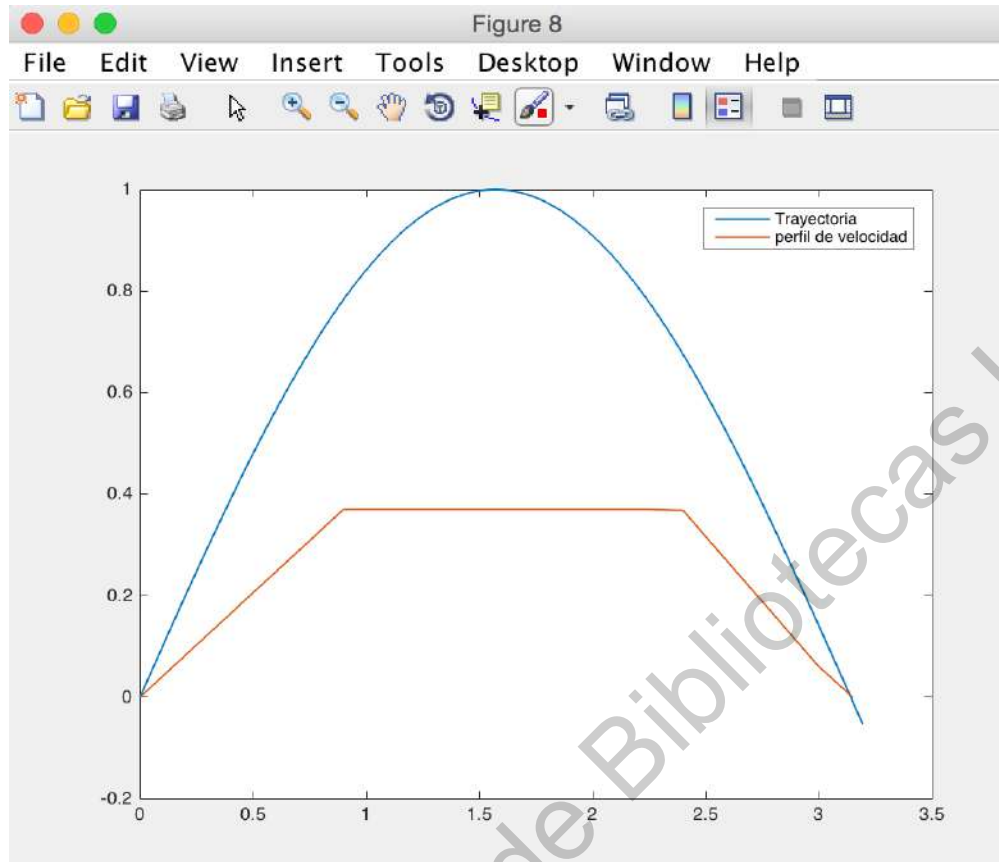


Figura 44. Gráfica de la trayectoria real y el perfil de velocidad.'

Teniendo esto en cuenta se desarrollo un controlador PID de trayectorias como se muestran en las siguientes imágenes, donde se puede observar que el dispositivo de aplicación tiene un seguimiento ideal con respecto a la trayectoria trazada como (véase la Figura 45).

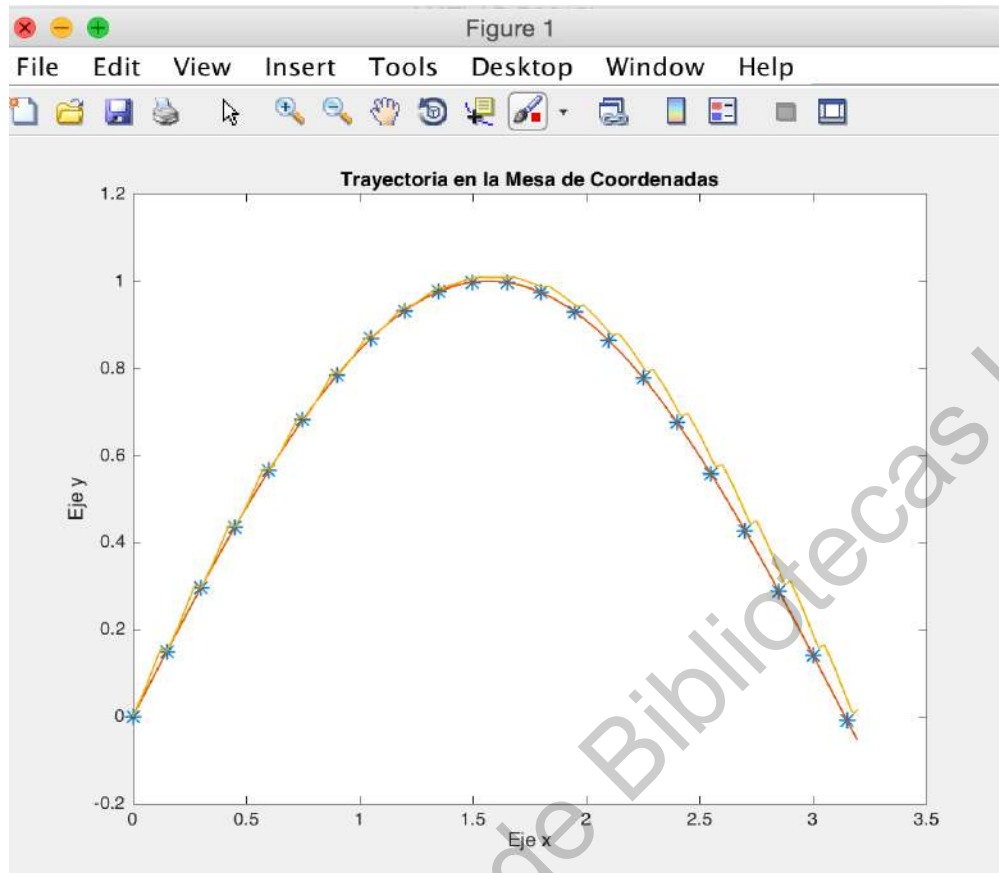


Figura 45. Gráfica de la comparación de la trayectoria real y la trayectoria teórica utilizando un controlador PID de trayectorias combinado con un perfil de velocidad.

En la siguiente imagen podemos observar que el error con respecto a la trayectoria teórica es de 0.05 que es un error menor en comparación con el error permitido por lo cual podemos asegurar que un control de movimiento con base en un control PID mas un perfil de velocidad es capaz de permitir un funcionamiento ideal con un error mas pequeño en comparación con el control de movimiento de base PID para la aplicación del recubrimiento de plasma-polimerización (véase la *Figura 46*).

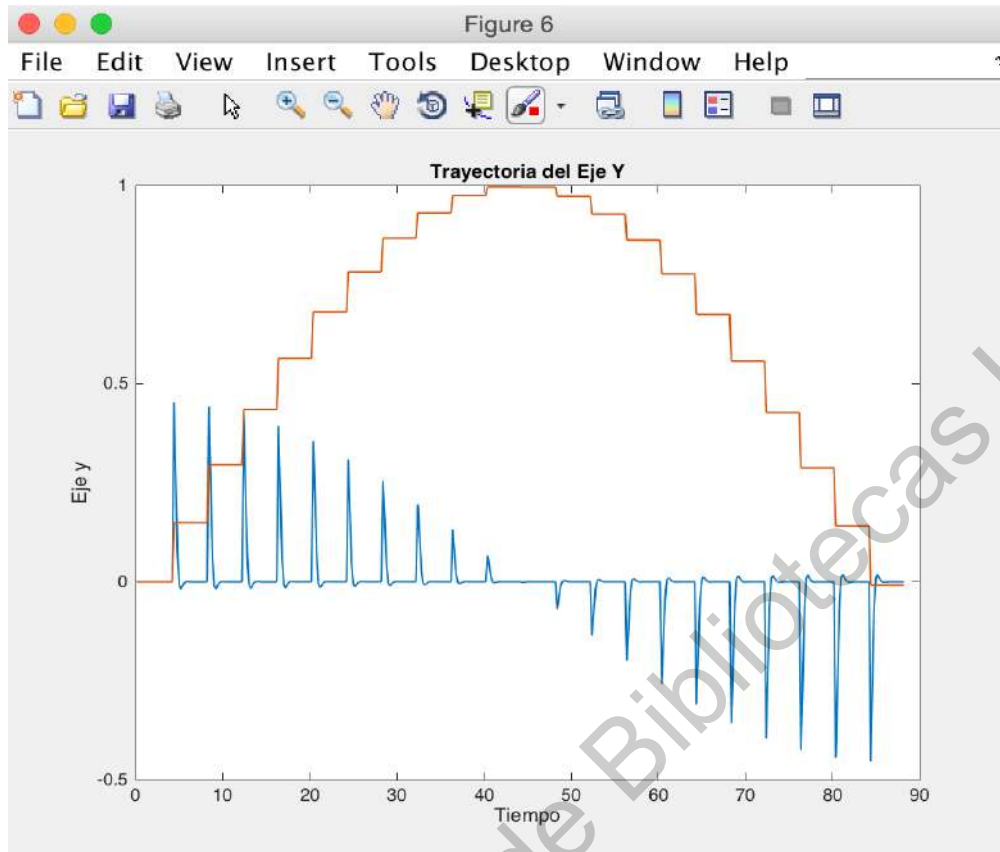


Figura 46. Gráfica del error generado comparando la trayectoria real y la trayectoria teórica utilizando un controlador PID de trayectorias combinado con un perfil de velocidad.

7. Conclusiones

Existen una gran variedad de controladores para una mesa x-y que se pueden utilizar para la aplicación de un recubrimiento tipo pintura ya que tienen como propósito realizar movimientos suaves a través de los ejes x-y para obtener la calidad necesaria en el recubrimiento, en este trabajo se presentaron varios tipos de controladores que pueden producir altas precisiones en las posiciones de las trayectorias través de los ejes x-y y hacerle frente a las no linealidades como los retrasos para alcanzar la posición deseada, el desgaste mecánico, la fricción, la inercia, etc. Para esto es necesario tener en cuenta los principales factores de trabajo para aplicar el recubrimiento y para poder seleccionar el controlador, estos dependen de la precisión en la velocidad y en la posición con la que se mueve el dispositivo de aplicación de pintura sobre la mesa x-y. Para evitar cualquier cambio en los parámetros de control de la mesa x-y que puedan causar una disminución en la precisión de la velocidad y la posición y los movimientos no suaves ocasionados por el cambio del estado de movimiento estático al dinámico y del cambio del estado dinámico al estático introduciendo errores por empuje y frenado en el sistema. Es necesario que el controlador pueda absorber estos cambios realizando una compensación de errores dentro del controlador del sistema. Con el tiempo, los controladores han evolucionado para obtener una alta precisión en las mesas x-y un ejemplo de esta evolución son las máquinas actuales de control numérico asistido por computadora (CNC) ya que tienen altas precisiones y repetibilidades para las trayectorias muy pronunciadas y la geometría no uniforme. En algunas ocasiones en las aplicaciones de pintura no es necesario tener una precisión tan alta en comparación con las precisiones altas en el mecanizado de piezas porque todo proceso de aplicación de pintura necesita un tiempo delimitado para que el material químico de aporte del recubrimiento se adhiera a la superficie del plano x-y en este trabajo se tomaron como consideración diferentes trabajos propuesto para aumentar la precisión en la velocidad y la posición del dispositivo de aplicación del recubrimiento de tipo pintura tomando como referencia una búsqueda y un análisis en los controladores que se han utilizado en las mesas x-y a lo largo de la historia ya que el proceso del recubrimiento se puede adaptar de manera similar a la mecánica de las mesas x-y. Por lo tanto, se puede concluir que cualquiera de los controladores antes mencionados en el artículo pueden hacer un buen trabajo para este tipo de actividades. Dependiendo de la selección del controlador se pueden obtener mejores resultados en la calidad del producto, pero en ocasiones puede ser muy costosa la fabricación de los controladores debido a la alta complejidad para su implementación.

En las figuras (43) y (46) se pueden apreciar los errores de posición de las trayectorias reales en comparación con las trayectorias teóricas, en estas gráficas se puede apreciar que en el caso del controlador PID de trayectorias generado y simulado en matlab se obtuvo un error menor a 1 mm y en el control PID de trayectorias combinado con un perfil de velocidad se reduce el error a 0.5 mm que representan un error aceptable en la aplicación de un recubrimiento en forma de pintura. Por lo cuál se puede llegar a la conclusión de que se obtuvieron los resultados adecuados en la simulación de un controlador PID de trayectorias y por lo cual cada uno de los controladores anteriormente citados funcionaran.

8. Referencias bibliográficas

- Baheti, R. S., and Scott, P. F. 1980. Adaptive control and calibration of heliostats. In Decision and Control including the Symposium on Adaptive Processes, 1980 19th IEEE Conference on pp. 298-300. IEEE.
- Bányász, C., & Keviczky, L. 1982. Direct methods for self-tuning PID regulators. IFAC Proceedings Volumes, 15(4), 1395-1400.
- F. Pfeiffer and R. Johanni, "A Concept for Manipulator Trajectory Planning," IEEE J. Robot. Autom., vol. 3, no. 2, pp. 115-123, 1987.
- Schmidt, P. B., & Lorenz, R. D. 1992. Design principles and implementation of acceleration feedback to improve performance of dc drives. IEEE Transactions on Industry Applications, 28(3), 594-599.
- Habetler, T. G., Profumo, F., & Pastorelli, M. 1992. Direct torque control of induction machines over a wide speed range. In Conference Record of the 1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting pp. 600-606. IEEE.
- Utkin, V. I. 1993. Sliding mode control design principles and applications to electric drives. IEEE transactions on industrial electronics, 40(1), 23-36.
- Kim, J. H., Park, J. H., Lee, S. W., & Chong, E. K. P. 1993. Control of systems with deadzones using PD controllers with fuzzy precompensation. In Proceedings of 8th IEEE International Symposium on Intelligent Control pp. 451-456. IEEE.
- Kim, J. H., Park, J. H., Lee, S. W., & Chong, E. K. 1994. A two-layered fuzzy logic controller for systems with deadzones. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 41(2), 155-162.
- Lee, S. W., & Kim, J. H. 1995. CMAC network-based robust controller for systems with friction. In Proceedings of 1995 34th IEEE Conference on Decision and Control Vol. 3, pp. 2938-2939. IEEE.
- Tomita, Y., Makino, K., Sugimine, M., & Taniguchi, N. 1996. High-response XY stage system driven by in-parallel linear motors. CIRP annals, 45(1), 359-362.
- Lee, H. S., & Tomizuka, M. 1996. Robust motion controller design for high-accuracy positioning systems. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 43(1), 48-55.
- Fischer, M., & Tomizuka, M. 1996. Application and comparison of alternative position sensors in high-accuracy control of an XY table. In Proceedings of 4th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control-AMC'96-MIE Vol. 2, pp. 494-499. IEEE.
- Kobayashi, H., Endo, S., Kobayashi, S., & Kempf, C. J. 1996. Robust digital tracking controller design for high-speed positioning systems-A new design approach and implementation techniques. In Proceedings of 4th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control-AMC'96-MIE, Vol. 1, pp. 65-70. IEEE.
- Kim, J. H., Jeon, J. Y., Lee, S. W., & Koh, K. 1996. High-precision control of positioning systems with nonsmooth nonlinearities. In Proceedings of 35th IEEE Conference on Decision and Control Vol. 4, pp. 4375-4380. IEEE.
- Jeon, J. Y., Kim, J. H., & Koh, K. 1996. High-precision control of XY table using experimental evolutionary programming-based scheme. In Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation Vol. 3, pp. 2258-2263.

- Wang, M., and Chen, Y. 1996. Fuzzy logic control of a positioning table with DSP real-time implementation. In Control Applications, 1996, Proceedings of the 1996 IEEE International Conference on pp. 247-252. IEEE.
- Chiu, G. T., & Yao, B. 1997. Adaptive robust contour tracking of machine tool feed drive systems-a task coordinate frame approach. In Proceedings of the 1997 American Control Conference (Cat. No. 97CH36041) Vol. 5, pp. 2731-2735. IEEE.
- Huang, P. Y., & Chen, Y. Y. 1997. Design of PID controller for precision positioning table using genetic algorithms. In Proceedings of the 36th IEEE Conference on Decision and Control Vol. 3, pp. 2513-2514. IEEE.
- Lee, J. H., Huh, U. Y., & Park, H. J. 1997. Improved contouring control for multi-axis system with two-degrees-of-freedom structure. In ISIE'97 Proceeding of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (pp. 901-905). IEEE.
- Huang, P. Y., Lin, S. C., & Chen, Y. Y. 1998. Real-coded genetic algorithm based fuzzy sliding-mode control design for precision positioning. In 1998 IEEE International Conference on Fuzzy Systems Proceedings. IEEE World Congress on Computational Intelligence (Cat. No. 98CH36228) Vol. 2, pp. 1247-1252. IEEE.
- Kim, S. H., Choi, W. Y., Chai, C. H., Lee, S. J., & Choi, H. G. 1998. Contour control of mechatronic servo systems using chaotic neural networks. In 1998 IEEE International Joint Conference on Neural Networks Proceedings. IEEE World Congress on Computational Intelligence (Cat. No. 98CH36227) Vol. 3, pp. 2122-2125. IEEE.
- Mir, S., Elbuluk, M. E., & Husain, I. 1999. Torque-ripple minimization in switched reluctance motors using adaptive fuzzy control. IEEE Transactions on Industry Applications, 35(2), 461-468.
- Lim, H., Seo, J. W., & Choi, C. H. 2000. Position control of XY table in CNC machining center with non-rigid ballscrew. In Proceedings of the 2000 American Control Conference. ACC (IEEE Cat. No. 00CH36334) Vol. 3, pp. 1542-1546. IEEE.
- Patino, H. D., & Liu, D. 2000. Neural network-based model reference adaptive control system. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics), 30(1), 198-204.
- Blanco-Muriel, M., Alarcón-Padilla, D. C., López-Moratalla, T., and Lara-Coira, M. 2001. Computing the solar vector. Solar Energy, 70(5) pp. 431-441.
- Bolton, W. 2001. Mecatrónica: sistemas de control electrónico en la ingeniería mecánica y eléctrica. Marcombo.
- Yang, G. H., Wang, J. L., & Soh, Y. C. 2001. Reliable H_{∞} controller design for linear systems. Automatica, 37(5), 717-725.
- Cheng, M. Y., Tsai, M. C., & Kuo, J. C. 2002. Real-time NURBS command generators for CNC servo controllers. International Journal of Machine Tools and Manufacture, 42(7), 801-813.
- Park, H. K., Kim, S. S., Park, J. M., Hong, D., & Cho, T. Y. (2002). Design of a dual-drive mechanism for precision gantry. *KSME international journal*, 16(12), 1664-1672.

- Tsai, M. C., Cheng, C. W., & Cheng, M. Y. 2003. A real-time NURBS surface interpolator for precision three-axis CNC machining. *International Journal of Machine Tools and Manufacture*, 43(12), 1217-1227.
- Wang, J., Van Brussel, H., & Swevers, J. 2003. Positioning and tracking control of an xy table with sliding mode control. *IFAC Proceedings Volumes*, 36(11), 157-162.
- Donnet, C., and Erdemir, A. 2004. Solid lubricant coatings: recent developments and future trends. *Tribology Letters*, 17(3), pp.389-397.
- Jang, M. J., Lin, K. C., & Chen, C. L., 2004. Modeling and positioning control of a ball screw driven stage. In *IEEE International Conference on Networking, Sensing and Control*, 2004 Vol. 2, pp. 943-948. IEEE.
- Cheng, C. W., & Tseng, W. P. 2005. A novel NURBS surface motion command generator. In *2005 IEEE International Conference on Industrial Technology* pp. 593-598. IEEE.
- Hwang, C. L., Hsieh, M. C., & Han, S. Y. 2005. A trajectory tracking of piezo-driven XY table system using fuzzy TS model-based variable structure decentralized control. In *The 14th IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, 2005. pp. 49-54. IEEE.
- Lambrechts, P., Boerlage, M., & Steinbuch, M. 2005. Trajectory planning and feedforward design for electromechanical motion systems. *Control Engineering Practice*, 13(2), 145-157.
- Yau, H. T., Lin, M. T., Chan, Y. T., & Yuan, K. C., 2005. Design and implementation of real-time NURBS interpolator using a FPGA-based motion controller. In *IEEE International Conference on Mechatronics*, 2005. ICM'05. pp. 56-61. IEEE.
- Yan, Z., Sun, L., & Huang, B. 2005. Research of a novel XY-table based on error compensation. In *IEEE International Conference Mechatronics and Automation*, Vol. 1, pp. 61-64. IEEE.
- Bae, H. K., & Chung, S. C., 2006. Optimal tuning of biaxial servomechanisms using a cross-coupled controller. *Transactions of the Korean Society of Mechanical Engineers A*, 30(10), 1209-1218.
- Baturone, A. O. 2006. *Robótica: manipulados y robots móviles*. Marcombo.
- Chen, N., Lou, Y., & Li, Z. 2006. Adaptive contouring control for high-accuracy tracking systems. In *2006 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, Vol. 1, pp. 50-55. IEEE.
- Lin, F. J., Shieh, H. J., Shieh, P. H., & Shen, P. H. 2006. An adaptive recurrent-neural-network motion controller for XY table in CNC machine. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics)*, 36(2), 286-299.
- Chen, J., Liu, Q., & Qi, C. 2007. A synchronous drive control scheme based on neural networks for a novel xy-table. In *2007 IEEE International Conference on Automation and Logistics* pp. 2355-2360. IEEE.
- Dou, Y., and Ze, Z. 2007. Design and realization of fuzzy self-tuning PID speed controller based on TMS320F2812 DSPs. In *2007 International Conference on Mechatronics and Automation* pp. 3316-3320. IEEE.
- Banez, A., & Zuazua, E. Optimal control and turnpike properties of the Lotka–Volterra model (Doctoral dissertation, Master Thesis, Universidad del País

Vasco/Euskal Herriko Unibertsitatea. Available at http://www.bcmath.org/documentos_public/archivos/personal/conferencias/LotkaVolterra.pdf).

- Houcque, D. 2008. Applications of MATLAB: Ordinary differential equations (ODE). Northwestern University.
- Romero, R., Alcalá, I., Rubio, F. R., & de Sevilla, E. S. D. I. 2008. Plataforma de experimentación de controladores para robots industriales. XXIX Jornadas de Automática, Almería.
- Yildirim, E. D., Ayan, H., Vasilets, V. N., Fridman, A., Guceri, S., and Sun, W. 2008. Effect of dielectric barrier discharge plasma on the attachment and proliferation of osteoblasts cultured over poly (ϵ -caprolactone) scaffolds. *Plasma Processes and Polymers*, 5(1), pp. 58-66.
- Yin, Y., Liu, D., Li, D., Gu, J., Feng, Z., Niu, J. ... and Zhang, S. 2009. Surface properties of silicon oxide films deposited using low-pressure dielectric barrier discharge. *Applied Surface Science*, 255(17), pp. 7708-7712.
- Zuazua, E. 2009. Métodos numéricos de resolución de ecuaciones en derivadas parciales. Basque Center for Applied Mathematics (BCAM), Bilbao, Spain, zuazua@bcamath.org. <http://www.bcamath.org/zuazua>.
- Sánchez, J. G., Lázaro, E. B., Rojo, F. G., Turiel, J. P., Marinero, J. F., & González, F. G. 2010. Desarrollo de un controlador abierto para un robot industrial tipo SCARA. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, 1(1), 44-49.
- Su, K. H., Cheng, M. Y., and Chang, Y. C. 2013. Contouring accuracy improvement of parametric free-form curves—A Fuzzy Logic-based Disturbance Compensation approach. In *Mechatronics (ICM), 2013 IEEE International Conference on* pp. 730-735. IEEE.
- Loudadi, M., and El Omari, H. 2014. Solar tracking systems for solar concentrator field of Heliostats-Innovation, performance and adaptation to small-scale applications. In *2014 International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)* pp. 175-180. IEEE.
- Kuo, W. L., Chen, W. L., & Cheng, M. Y. 2014. Contour following control of two-axis servomechanism using CMAC and ILC. In *2014 CACS International Automatic Control Conference (CACS 2014)* pp. 132-137. IEEE.
- Zhu, L. M., Modares, H., Peen, G. O., Lewis, F. L., & Yue, B. 2014. Adaptive suboptimal output-feedback control for linear systems using integral reinforcement learning. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 23(1), 264-273.
- Torres Hernández, C. M. 2016. Diseño e implementación de un controlador de movimiento para un servo sistema (Doctoral dissertation).
- Hu, C., Zhu, Y., Hu, Z., & Wang, Z. 2016. GTCF based LARC contouring motion control of an industrial XY linear-motor-driven stage. In *2016 American Control Conference (ACC)* pp. 2162-2167. IEEE.
- Huang, Y., & Chen, X. 2017. Investigation of a Ball Screw Feed Drive System Based on Dynamic Modeling for Motion Control. *AITI*, 2, 29-33.

- Bejar, E., & Moran, A. 2018. Deep reinforcement learning based neuro-control for a two-dimensional magnetic positioning system. In 2018 4th International Conference on Control, Automation and Robotics (ICCAR) pp. 268-273. IEEE.

Dirección General de Bibliotecas UAQ