

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BAJA CALIFORNIA

Maestría y Doctorado en Ciencias e Ingeniería



TESIS

**DISEÑO, INSTRUMENTACIÓN Y CONTROL DE UN MECANISMO
DE DOS GRADOS DE LIBERTAD**

**que presenta para obtener el grado de:
MAESTRO EN INGENIERÍA**


**TESISTA:
Mario Mora Camacho**

**DIRECTOR DE TESIS:
Dr. David I. Rosas Almeida**

RESUMEN de la Tesis de Mario Mora Camacho, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN INGENIERÍA. Mexicali, Baja California, México. Junio de 2010.

DISEÑO, INSTRUMENTACIÓN Y CONTROL DE UN MECANISMO DE DOS GRADOS DE LIBERTAD.

Resumen aprobado por:



Dr. David I. Rosas Almeida
Director de tesis

Se presenta una plataforma para la prueba de algoritmos de control la cual está diseñada para una clase de sistemas mecánicos. La plataforma está formada por un mecanismo con articulaciones rotacionales de dos grados de libertad, una etapa de potencia y un módulo de acondicionamiento de señales.

El mecanismo se puede configurar en sistemas actuados como el péndulo simple y el doble péndulo y en sistemas subactuados como el acrobot y el pendubot. Cada articulación tiene un encoder incremental para medir su posición angular y un motor de corriente directa con escobillas para aplicar un torque. La etapa de potencia contiene dos amplificadores de potencia para motores de corriente directa con escobillas la cual está basada en la modulación por ancho de pulsos (PWM) y en puentes H construidos con transistores tipo MOSFET. El módulo de acondicionamiento de señales tiene como objetivo convertir las salidas de cuadratura de los encoders incrementales a un voltaje analógico proporcional a la posición angular. Este módulo tiene como objetivo dar mayor flexibilidad en la forma de implementar controladores.


Para ilustrar el desempeño de la plataforma de control se presentan resultados de la implementación de algunos controladores utilizando dos plataformas; LabVIEW y dSPACE.

Palabras clave: Control automático, sistemas mecánicos, etapa de potencia, control en tiempo real.

ABSTRACT of the thesis, presented by Mario Mora Camacho, in order to obtain the **MASTER of ENGINEERING DEGREE**. Mexicali, Baja California, México. March, 2010.

DESIGN, INSTRUMENTATION AND CONTROL OF A MECHANISM OF TWO DEGREES OF FREEDOM

Approved by:



Dr. David I. Rosas Almeida
Thesis Advisor

We present a platform for testing control algorithms which is designed for a class of mechanical systems. The platform consists of a mechanism of two degrees of freedom with rotational joints, a power stage and a signal conditioning module.

The mechanism can be configured in actuated systems as simple pendulum and double pendulum and underactuated systems as acrobot and pendubot. Each joint has an incremental encoder to measure angular position and a brushed direct current motor to apply a torque. The power stage has two power amplifiers for brushed direct current motors which are based on pulse width modulation (PWM) and H-bridges built with MOSFET transistors. The signal conditioning module aims to convert the quadrature outputs of incremental encoders to an analog voltage proportional to the angular position. This module aims to give greater flexibility in how to implement controllers.

To illustrate the performance of the control platform we present results of the implementation of some controllers using two platforms; LabVIEW and dSPACE.

Keywords: Automatic control, mechanical systems, power stage, real-time control.

al Ejido Hermosillo

Agradecimientos

A mi familia y amigos por todo el apoyo brindado.

Al Dr. David Rosas por sus comentarios, paciencia y disponibilidad.

Al CONACyT por el apoyo económico.

Al Laboratorio de Electrónica y al Laboratorio de Control de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Baja California campus Mexicali por las facilidades otorgadas.

Índice

	<u>Página</u>
1. Introducción	1
2. Antecedentes	4
2.1. Existencia y unicidad de soluciones	5
2.2. Estabilidad	6
2.2.1. Método indirecto de Lyapunov	7
2.2.2. Método directo de Lyapunov	8
2.3. Control automático	10
2.3.1. Regulación y seguimiento	11
2.3.2. Observadores	13
2.4. Prototipos didácticos comerciales	13
3. Descripción del mecanismo	17
3.1. Configuraciones del mecanismo	17
3.1.1. Características de los elementos del mecanismo	20
3.2. Modelo matemático	22
3.2.1. Modelo dinámico de un mecanismo de dos grados de libertad . .	22

3.3. Identificación de parámetros	29
4. Etapa de potencia	37
4.1. Amplificador de potencia	38
4.1.1. Circuito PWM	40
4.1.2. El puente H	53
4.2. Fuentes de voltaje de CD	59
4.3. Integración de la etapa de potencia	65
4.4. Ilustración del desempeño	66
4.5. Conclusiones	66
5. Desarrollo de los circuitos acondicionadores de señales para encoders incrementales	69
5.1. Descripción del funcionamiento de un encoder incremental	70
5.2. Identificación del sentido del giro y medición de la posición	72
5.2.1. Descripción del circuito integrado LS7184	72
5.2.2. Contador de 16 bits	73
5.2.3. Convertidor digital analógico (CDA)	75
5.3. Conclusiones	76
6. Control del mecanismo	79
6.1. Sistemas en tiempo real	80
6.1.1. Características del NI cRIO 9014	81
6.1.2. Características del DS1103	82

6.2. Control de un péndulo simple	83
6.2.1. Comparación del desempeño del NI cRIO 9014 y del DS1103 utilizando un control por retroalimentación lineal del estado.	84
6.2.2. Control linealización por retroalimentación	89
6.2.3. Control por modos deslizantes	93
6.3. Conclusiones	94
7. Conclusiones y trabajo futuro	96

Índice de figuras

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
1.1. Sistema realizado.	2
2.1. Diagrama a bloques de un sistema de control.	11
3.1. Configuraciones del mecanismo.	18
3.2. Elementos del mecanismo.	21
3.3. Diagrama del péndulo doble.	27
3.4. Respuesta al escalón unitario de un sistema de segundo orden subamortiguado.	31
3.5. Gráfica de la respuesta experimental del péndulo simple a un escalón unitario de 0.3 de amplitud.	33
3.6. Respuesta del eslabón 2 a un escalón unitario.	33
3.7. Respuesta de un sistema de segundo orden.	34
4.1. Foto del interior de etapa de potencia.	38
4.2. Foto de la parte trasera del chasis de la etapa de potencia.	39
4.3. Configuración de los conectores de la etapa de potencia (parte trasera).	39
4.4. Diagrama del Módulo con PWM y Señales de Control del Giro.	40

4.5. Un periodo de la señal modulada con PWM.	42
4.6. Simulación del circuito de valor absoluto debida a una señal senoidal de 2 volts pico a unfrecuencia de 100 Hz.	45
4.7. Señal de salida del circuito que obtiene el valor absoluto (abajo) debida a una señal senoidal de prueba de 2 volts pico a una frecuencia de 100 Hz.	45
4.8. Circuito de Valor Absoluto.	46
4.9. Análisis para un voltaje de entrada v_i positivo.	46
4.10. Análisis para un voltaje de entrada v_i negativo.	46
4.11. a) Análisis del circuito RC cuando el capacitor se carga. b) Análisis del circuito RC cuando el capacitor se descarga.	49
4.12. Simulación de la señal cuadrada del LM555 (arriba) y la señal portadora (abajo).	50
4.13. Circuito generador de la señal portadora.	50
4.14. Señal cuadrada (arriba) y señal portadora (abajo) en forma experimental.	51
4.15. Circuito completo del PWM.	52
4.16. Circuito para determinar las señales de control del giro C1 y C2.	53
4.17. Simulación de la señal $c1 (>0)$ a una entrada senoidal de 2 volt pico a una frecuencia de 100 Hertz.	54
4.18. Simulación de la señal $c2 (<0)$ a una entrada senoidal de 2 volt pico a una frecuencia de 100 Hertz.	54
4.19. Señal $c1(>0)$ en forma experimental (abajo) y la señal senoidal de prueba (arriba).	55

4.20. Señal $c_2(<0)$ en forma experimental (abajo) y la señal senoidal de prueba (arriba).	57
4.21. Diagrama de conmutadores de un puente H.	58
4.22. Diagrama a bloques de un puente H con el HIP4080.	59
4.23. Esquemático del amplificador de potencia en el Eagle.	60
4.24. Impreso del amplificador de potencia en el Eagle.	61
4.25. Fotografía de la parte superior del circuitos impreso del amplificador de potencia.	62
4.26. Fotografía de la parte inferior del circuito impreso del amplificador de potencia.	63
4.27. Diagrama de circuito de la fuente de alta potencia.	65
4.28. Salida del amplificador de potencia (arriba) debida a una señal de prueba (abajo).	67
5.1. Diagrama a bloques del circuito acondicionador de señal de encoder incremental.	71
5.2. Señales del Encoder A y B desfasadas 90° entre sí.	72
5.3. Configuraciones de la entrada MODE (1x, 2x ó 4x).	74
5.4. Esquemático del circuito acondicionador de encoder incremental.	77
5.5. Fotografía del circuito impreso por la parte de arriba.	78
5.6. Comparación del desempeño entre el circuito acondicionador de encoder incremental y la entrada especial para encoder incremental de la tarjeta dSPACE.	78

6.1. Comparación entre LabVIEW y dSPACE.	87
6.2. Error del observador.	87
6.3. Vector del tiempo.	88
6.4. Posición (x_1), referencia (<i>ref</i>) y velocidad estimada (\hat{x}_2).	91
6.5. Error de posición e_1	91
6.6. Posición (x_1), referencia (<i>ref</i>) y velocidad estimada (\hat{x}_2) para el experimento con la compensación de la perturbación.	92
6.7. Error e_1 y la perturbación identificada.	93
6.8. Desempeño del control por modos deslizantes.	95

Índice de tablas

<u>Tabla</u>	<u>Página</u>
3.1. Parámetros del mecanismo.	36
4.1. Tabla de verdad del puente H.	56
4.2. Tabla de verdad del HIP4080.	64

Capítulo 1

Introducción

El control automático está presente en muchas aplicaciones, desde simples mecanismos reguladores con flotador utilizado en los inodoros hasta sistemas más complejos como el control de robots manipuladores, el control de aeronaves, entre otras aplicaciones en ingeniería. De ahí la importancia que tiene el estudio del control automático y de equipar un laboratorio de control con sistemas especializados para la prueba de algoritmos de control.

En la actualidad, existen en el mercado prototipos didácticos para la implementación de controladores y prueba de los mismos que son comercializados por empresas como Feedback Instruments, Eduactional Control Products (ECP), Quanser, entre las principales. Dichas empresas ofrecen sistemas completos que van desde \$8,563 dólares hasta \$20,600 dólares, tomando en cuenta que un laboratorio de control requiere de varios sistemas de este tipo, equipar un laboratorio resulta muy costoso. A partir de este hecho, este trabajo tiene como objetivo general el diseño, instrumentación y control de un mecanismo de dos grados de libertad con el fin de ser una plataforma para la prueba

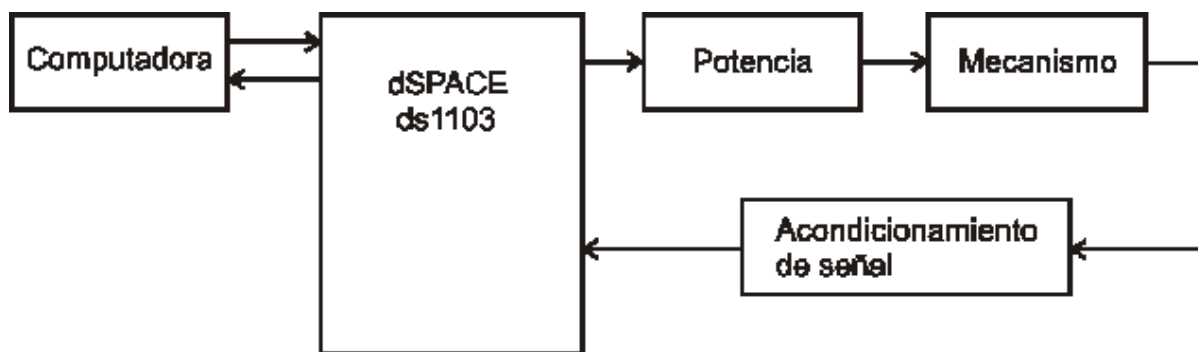


Figura 1.1. Sistema realizado.

de algoritmos de control y que será parte del equipamiento del Laboratorio de Control de la Facultad de Ingeniería de la UABC.

La plataforma para la prueba de algoritmos de control está formada por una mecanismo de dos grados de libertad, una etapa de potencia, una etapa de acondicionamiento de señal para encoders incrementales y un controlador en tiempo real. Un diagrama completo del sistema completo se muestra en la figura 1.1.

El mecanismo de dos grados de libertad es un sistema en el cual se pueden ilustrar algoritmos de control. Dicho mecanismo se puede configurar como péndulo simple, péndulo doble, pendubot y acrobot. En el capítulo 3 se desarrolla el modelo dinámico para cada configuración del mecanismo así como una identificación de los parámetros del mismo. Lo anterior se realiza considerando al mecanismo como dos péndulos desacoplados, después se linealiza alrededor del origen y se obtiene la respuesta al escalón unitario. Esto nos da una aproximación conservadora de los parámetros del sistema obteniendo así un modelo nominal del sistema.

La etapa de potencia es la encargada de suministrar corriente necesaria a los actuadores del mecanismo. En el capítulo 4 se presenta el diseño y construcción de una etapa

de potencia para motores de corriente directa (CD) con escobillas, la cual presenta buenas características para la implementación de algoritmos de control con mecanismos que utilizan motores de CD. Dicha etapa se ha utilizado para la realización de experimentos en otros mecanismos que se encuentran en el Laboratorio de Control de la Facultad de Ingeniería de la UABC.

En el capítulo 5 se muestra el diseño y construcción de una etapa acondicionadora de señal para encoders incrementales la cual permite obtener un voltaje analógico proporcional al ángulo del eje del motor en el cual se encuentra el encoder. La elaboración de estas etapas tiene como objetivo la implementación de controladores en forma analógica. La implementación de algoritmos de control en forma analógica por medio de amplificadores operacionales ha mostrado un buen desempeño [1]. De ahí la importancia de contar con esta alternativa.

La ilustración del desempeño de un péndulo simple bajo el objetivo de seguimiento de trayectoria utilizando varios controladores es presentada en el capítulo 6. Primero se muestra el desempeño de dos plataformas de control, el NI cRIO 9014 de la marca National Instruments y el DS1103 de la marca dSPACE, utilizando un control por retroalimentación lineal del estado. Posteriormente se muestra el desempeño de un algoritmo de control en el cual se identifican las perturbaciones del sistema mediante un observador de estado y un filtro pasa bajas de primer orden para luego compensar dicha perturbación. Luego se presenta el desempeño de un control por modos deslizantes con el objetivo de ver la capacidad del sistema completo en lazo cerrado para la implementación de un controlador discontinuo. Por último, las conclusiones del proyecto y el trabajo futuro son presentadas en el capítulo 7.

Capítulo 2

Antecedentes

Un sistema dinámico es aquel cuyo estado evoluciona (cambia) con respecto al tiempo. Dicha evolución está gobernada por un conjunto de reglas, no necesariamente ecuaciones, que especifica el valor del estado para cada instante de tiempo, dependiendo del estado anterior [3].

Muchos sistemas dinámicos pueden ser descritos por la ecuación diferencial ordinaria

$$\dot{x} = f(t, x, u), \tag{2.1}$$

donde $x \in \mathfrak{R}^n$ es el vector de estado con condición inicial $x(t_0)$, $\dot{x} \equiv dx/dt$ es la derivada del vector de estado, $u \in \mathfrak{R}^m$ es el vector de control y $f : \mathfrak{R} \times \mathfrak{R}^n \times \mathfrak{R}^m \rightarrow \mathfrak{R}^n$ es, en general, un campo vectorial no lineal. Bajo una elección del vector de control como $u = u(t, x)$ el sistema (2.1) puede ser reescrito en la forma

$$\dot{x} = f(t, x). \tag{2.2}$$

En general, los sistemas dinámicos se pueden clasificar en discretos y en continuos, a su vez dentro de estas clasificaciones en autónomos y no autónomos.

Los sistemas dinámicos discretos suelen ser descritos por un sistema de ecuaciones algebraicas (en diferencias), mientras que los sistemas dinámicos continuos son descritos por un sistema de ecuaciones diferenciales. Para ambos tipos de sistemas, si $f(\cdot)$ del sistema (2.2) depende explícitamente del tiempo se trata de un sistema no autónomo, de lo contrario se trata de un sistema autónomo.

Una solución de un sistema dinámico puede ser constante o variante en el tiempo. A las soluciones constantes se les conoce también como puntos fijos, puntos de equilibrio o soluciones estacionarias, mientras que a las soluciones variantes en el tiempo también se les conoce como soluciones dinámicas.

Se puede definir a un punto de equilibrio como un punto en el espacio de estado en el cual la evolución del estado del sistema es cero. Estos puntos se pueden encontrar haciendo cero la dinámica del sistema.

2.1. Existencia y unicidad de soluciones

Ahora se presentan las condiciones para garantizar la existencia y unicidad de soluciones en el sentido usual.

Teorema 1 (*Existencia Local y Unicidad*)[2] Sea $f(t, x)$ una función continua por tramos en t y satisfice la condición Lipschitz

$$\|f(t, x) - f(t, y)\| \leq L \|x - y\|,$$

$\forall x, y \in B = \{x \in \mathbb{R}^n \mid \|x - x_0\| \leq r\}, \forall t \in [t_0, t_1]$. Entonces, existe alguna $\delta > 0$ tal que la ecuación de estado

$$\dot{x} = f(t, x), \text{ con } x(t_0) = x_0,$$

tiene una solución única sobre $[t_0, t_0 + \delta]$.

Teorema 2 (Existencia Global y Unicidad)[2] Suponga que $f(t, x)$ es continua por tramos en t y satisface

$$\|f(t, x) - f(t, y)\| \leq L \|x - y\|,$$

$$\|f(t, x_0)\| \leq h,$$

$\forall x, y \in \mathbb{R}^n, \forall t \in [t_0, t_1]$. Entonces, la ecuación de estado

$$\dot{x} = f(t, x), \text{ con } x(t_0) = x_0$$

tiene una solución única sobre $[t_0, t_1]$.

2.2. Estabilidad

Existen varias definiciones de estabilidad, por ejemplo, estabilidad entrada-salida, estabilidad de Poincaré, estabilidad de Lagrange, estabilidad de Lyapunov, entre otras. En este trabajo se utiliza la estabilidad en el sentido de Lyapunov. Al hablar de estabilidad nos referiremos a la estabilidad en el sentido de Lyapunov.

A continuación se presentan las definiciones de estabilidad en el sentido de Lyapunov [4].

Definición 3 (Estabilidad) El punto de equilibrio $x = 0$ se dice que es estable si, para cualquier $R > 0$, existe una $r > 0$, tal que si $\|x(0)\| < r$, entonces $\|x(t)\| < R$ para toda $t > 0$. De lo contrario, el punto de equilibrio es inestable.

Definición 4 (Estabilidad asintótica) Un punto de equilibrio $x = 0$ es asintóticamente estable si es estable, y si además existe alguna $r > 0$ tal que $\|x(0)\| < r$ implica que $x(t) \rightarrow 0$ cuando $t \rightarrow \infty$.

Definición 5 (Estabilidad exponencial) Un punto de equilibrio $x = 0$ es exponencialmente estable si existen dos números estrictamente positivos α y λ tal que

$$\forall t > 0, \|x(t)\| \leq \alpha \|x(0)\| e^{-\lambda t},$$

en alguna bola B_r alrededor del origen.

Definición 6 (Estabilidad global) Si la estabilidad asintótica (o exponencial) se mantiene para cualquier estado inicial, entonces se dice que el punto de equilibrio es globalmente asintóticamente (o exponencialmente) estable.

2.2.1. Método indirecto de Lyapunov

Considere que el sistema 2.2 es autónomo y asumir que $f(\cdot)$ es continuamente diferenciable. Entonces el sistema dinámico puede ser escrito como

$$\dot{x} = \frac{\partial f}{\partial x} \Big|_{x=0} x + T.O.S.,$$

donde $T.O.S$ son los términos de orden superior de x . Por lo que el sistema que como

$$\dot{x} = Ax, \tag{2.3}$$

donde (2.3) es una aproximación lineal del sistema no lineal alrededor del punto de equilibrio (origen).

Teorema 7 (*Método por linealización de Lyapunov*) [4]

- Si el sistema linealizado es estrictamente estable, es decir, todos los valores propios de la matriz A están en el lado izquierdo del semiplano complejo, entonces el punto de equilibrio del sistema no lineal es asintóticamente estable.
- Si el sistema linealizado es inestable, es decir, al menos un valor propio de la matriz A está en el lado derecho del semiplano complejo, entonces el punto de equilibrio del sistema no lineal es inestable.
- Si el sistema linealizado es marginalmente estable, es decir, todos los valores propios de la matriz A están en el lado izquierdo del semiplano complejo, pero al menos uno de ellos se encuentra en el eje imaginario, entonces no se puede concluir nada a partir de la aproximación lineal.

2.2.2. Método directo de Lyapunov

El método directo de Lyapunov es la extensión matemática de una observación física fundamental: si la energía de un sistema mecánico o eléctrico se disipa continuamente, entonces el sistema, lineal o no lineal, eventualmente debe dirigirse a un punto de

equilibrio. Por lo tanto, podemos determinar la estabilidad de un sistema examinando la variación de una función escalar.

A continuación se presentan algunas definiciones para la utilización de este método [4].

Definición 8 Una función escalar continua $V(x)$ se dice ser localmente definida positiva si $V(0) = 0$ y, en una bola B_{R_0}

$$x \neq 0 \Rightarrow V(x) > 0,$$

si $V(0) = 0$ y la propiedad anterior se mantiene sobre todo el espacio de estado, entonces $V(x)$ es globalmente definida positiva.

Definición 9 Si, en una bola B_{R_0} , la función $V(x)$ es definida positiva y tiene derivadas parciales continuas, y si su derivada en el tiempo a lo largo de cualquier trayectoria de estado del sistema (2.2) es semidefinida negativa, esto es

$$\dot{V}(x) \leq 0,$$

entonces se dice que $V(x)$ es función de Lyapunov para el sistema (2.2).

Teorema 10 (Estabilidad Local) Si, en una bola B_{R_0} , existe una función escalar $V(x)$ con derivadas parciales continuas tal que

- $V(x)$ es definida positiva (localmente en B_{R_0})
- $\dot{V}(x)$ es semidefinida negativa (localmente en B_{R_0})

entonces el punto de equilibrio es estable y si, además, $\dot{V}(x)$ es localmente definida negativa en B_{R_0} , entonces la estabilidad es asintótica.

Teorema 11 (*Estabilidad Global*) *Asuma que existe una función escalar V del estado x , con derivadas continuas de primer orden tal que*

- $V(x)$ es definida positiva,
- $\dot{V}(x)$ es definida negativa,
- $V(x) \rightarrow \infty$ como $\|x\| \rightarrow \infty$.

entonces el punto de equilibrio en el origen es globalmente asintóticamente estable.

2.3. Control automático

El control automático se refiere a la manipulación de la dinámica de un sistema, la cual se realiza a través de las entradas, de una señal de referencia y de las salidas de dicho sistema. El proceso de diseño de un sistema de control implica modelado, análisis, diseño del controlador y análisis del sistema en lazo cerrado; es decir, una vez conocidas ciertas propiedades dinámicas fundamentales de los sistemas dinámicos se puede estar en posición de modificar su comportamiento dinámico mediante una retroalimentación, con el fin de mejorar su desempeño. Un diagrama a bloques de un sistema de control se muestra en la figura 2.1. A continuación se presentan los objetivos de control más comunes:

1. Regulación: en este objetivo el estado, o una función del estado del sistema, se aproxima a un punto de equilibrio (o a una vecindad del mismo).
2. Seguimiento: el estado o una función del estado del sistema, se aproxima a una función variante con el tiempo especificada (o a una vecindad del mismo).

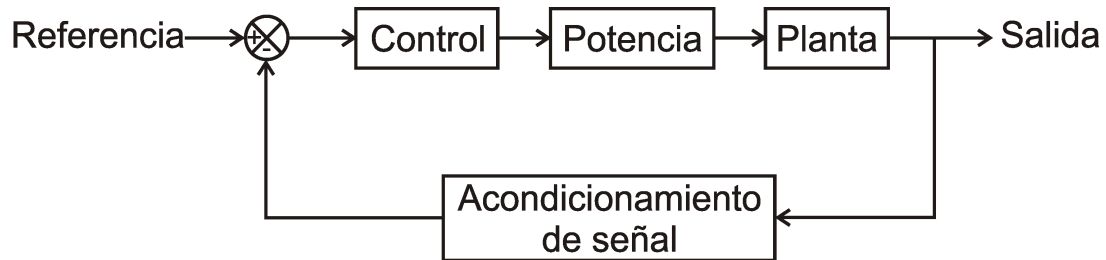


Figura 2.1. Diagrama a bloques de un sistema de control.

3. Control de bifurcaciones: el objetivo es modificar el comportamiento dinámico de un sistema alrededor de los puntos de bifurcación, generar una bifurcación particular en un cierto valor de un parámetro, posponer la aparición de una bifurcación inherente, o estabilizar una bifurcación de cierto tipo.
4. Generación de atractores: se busca que el estado del sistema converja a un atractor particular, que puede ser una órbita periódica de ciertas características, una órbita cuasi periódica o un atractor caótico.
5. Sincronización: en este caso consiste en lograr que los estados de los sistemas interconectados mantengan una relación entre ellos, caracterizada por una función de los mismos, de manera exacta o aproximada, buscando la coincidencia de los estados de los sistemas interconectados.

2.3.1. Regulación y seguimiento

Estos dos objetivos han sido estudiados ampliamente para sistemas diferenciables, y actualmente son motivo de atención el diseño de controladores para sistemas con estructura variable (SEV) orientados a estos objetivos, donde la discontinuidad forma

parte natural de la dinámica o se introduce intencionalmente.

En [7] se establece que la retroalimentación discontinua es más poderosa que su contraparte continua. De hecho, la clase de sistemas controlables asintóticamente puede estabilizarse solamente si los controladores admisibles se extienden a cierta clase de retroalimentación discontinua. Sin embargo, el control de sistemas no suaves ha tenido un desarrollo formal más lento que su contraparte diferenciable.

Los efectos que, sobre la regulación y el seguimiento tienen los errores de modelado, disturbios externos, etc., son objeto de estudio desde hace varios años y diferentes metodologías como control adaptable, rediseño de Lyapunov, entre otras, se han extendido para resolver estos problemas. Por otro lado, algunos fenómenos físicos como fricción, ‘backlash’, histéresis o zona muerta también limitan el desempeño esperado de los sistemas. En realidad, estos fenómenos no lineales han sido difíciles de modelar, por lo que se describen por modelos con cierto grado de incertidumbre. es un reto para el control

Recientemente se ha propuesto la aplicación de diversas metodologías de análisis de sistemas discontinuos [8] al diseño de algoritmo de control para regular una clase de sistemas discontinuos como robots manipuladores con fricción de Coulomb [5], [10]. Se ha mostrado que el controlador requiere medir únicamente la posición y que el sistema en lazo cerrado converge al punto de equilibrio en tiempo finito. Por otra parte, el desempeño de estos controladores se incrementa sensiblemente cuando se tiene una medición de la velocidad angular del robot. Sin embargo, la medición de la velocidad encarece el sistema de control, por lo que se requiere diseñar un observador de estado de la misma.

En [9] se propone el uso de funciones de Lyapunov dependientes de los equilibrios para desarrollar una estrategia de control no lineal jerárquico que estabiliza un sistema no lineal a través de la estabilización de una colección de subsistemas no lineales.

2.3.2. Observadores

Un problema importante en el diseño de controladores con retroalimentación del estado es la necesidad de la disponibilidad completa del vector de estado, lo cual no siempre es posible. Para solucionar este tipo de problemas se requiere diseñar un observador de estado. Un observador de estado tiene como objetivo estimar el estado del sistema a observado.

El observador de Luenberger [6] diseñado para sistemas lineales puede estimar en forma teórica el vector de estado, no obstante, en la práctica es difícil lograr buenos resultados [6], además de que generalmente los sistemas son no lineales. Sin embargo, se han realizado adaptaciones de este observador para sistemas no lineales. En [6] se presenta un observador basado en el observador de Luenberger, el cual presenta buenas propiedades de robustez debido a que se introduce intencionalmente un modo deslizante. La robustez de este observador le permite obtener estimaciones del vector de estado a pesar de incertidumbres paramétricas o a perturbaciones acotadas.

2.4. Prototipos didácticos comerciales

Como se mencionó en la introducción, existen en el mercado empresas que comercializan prototipos didácticos para la implementación de controladores. A continuación se

describirán algunos de estos prototipos didácticos de las empresas Educational Control Products (ECP), Quanser y Feedback Instruments.

Para la implementación de controladores los sistemas de ECP utilizan programas en conjunto con una tarjeta de adquisición de datos y un procesador digital de señal (DSP). Los programas que se pueden utilizar son: el ECP Executive Program, Executive USR Program y SIMULINK de MATLAB. En el ECP Executive Program se pueden implementar controladores PID y retroalimentación de estado para sistemas lineales sin generación de código en tiempo real. La implementación se realiza en una estructura dada por el programa. El Executive USR Program se puede utilizar para sistemas lineales y no lineales generando controladores en tiempo real. Para la implementación del algoritmo de control utiliza un lenguaje "tipo-C". Por último, existe la posibilidad de utilizar el programa SIMULINK de MATLAB para la implementación de algoritmos de control en tiempo real utilizando bloques de SIMULINK. Para esta opción se requieren, además de SIMULINK y MATLAB, el Real-time Workshop y el RTWT ECP. Para todos los programas, los datos se pueden exportar a MATLAB. La etapa de potencia de los mecanismos de ECP consta de servoamplificadores basados en PWM con una frecuencia de 10 KHz.

En cuanto a los mecanismos, el sistema masa-resorte-amortiguado completo tiene un costo de \$18,285 dólares¹. Dicho mecanismo consta de tres masas ajustales, resortes intercambiables, un amortiguador de aire ajustable y un motor de DC sin escobillas como actuador. Para la medición de la posición de cada masa el mecanismo cuenta con encoders incrementales de 16000 cuentas/rev. El péndulo invertido posee un motor de

¹Las cotizaciones de ECP son de noviembre del 2007.

CD con escobillas y encoders incrementales de 16000 y 44000 cuentas/rev con un costo de \$11,080 dólares. El giroscopio posee dos motores de CD con escobillas y encoders incrementales de 16000 - 60000 cuentas/rev en sus cuatro ejes. El costo de este sistema completo es de \$20,600 dólares.

Quanser es otra empresa que ofrece sistemas para la implementación de controladores, entre los que se encuentran el péndulo invertido y el kit de Mecatrónica. El péndulo invertido consta de un carro, que utiliza para su movimiento un motor de CD con escobillas, y un péndulo. Para la medición de la posición del carro y del péndulo utiliza encoders incrementales de 4096 cuentas/rev. El programa que utiliza para la implementación de controladores es el QuaRC en el cual se pueden implementar controladores PID y retroalimentación de estado en tiempo real. Los controladores son implementados en una tarjeta Quanser Q4 que cuenta con un CPU con adquisición de datos. También pueden implementarse algoritmos de control utilizando bloques de SIMULINK. La etapa de potencia consta de un Quanser UPM 1503 que es un amplificador de potencia lineal con una salida de 15 V de voltaje de salida máximo y 3 A de corriente máxima de salida. El costo de el péndulo invertido es de \$11,848 dólares². El kit de Mecatrónica es mecanismo que se puede configurar como pendubot, como péndulo inercial y como péndulo de Furuta. El mecanismo cuenta con un motor de CD con escobillas de 24 con un encoder incremental de 1000 cuentas/rev, además de un encoder incremental de 1000 cuentas/rev para la medición de la posición del eslabón subactuado. Para el hardware de control utiliza una tarjeta de adquisición de datos y un DSP. Para la programación de los controladores utiliza lenguaje C, también cuenta

²Las cotizaciones de Quanser son de Diciembre del 2009.

con una interface en Visual Basic. El costo del kit de Mecatrónica es de \$8,563 dólares.

Otra empresa que ofrece este tipo de sistemas es Feedback Instruments, entre los sistemas que ofrece se encuentra el péndulo invertido. El péndulo invertido está formado por un carro y un péndulo. Utiliza bloques de SIMULINK y de la librería proporcionada por Feedback Instruments para la impletación de controladores PID. El costo de este mecanismo es de \$7,825 dólares³.

³Las cotizaciones de Feedback Instruments son de Diciembre del 2009.

Capítulo 3

Descripción del mecanismo

En este capítulo se presentan las posibles configuraciones del mecanismo, las características de los elementos del mecanismo, la identificación paramétrica y el modelo dinámico de cada configuración. En la primera sección se describirán las configuraciones del péndulo simple, el péndulo doble, el pendubot y el acrobot. En la siguiente sección se describirán las características de los motores, los encoders y los eslabones que forman al mecanismo. En la tercera sección se habla sobre la identificación paramétrica que se utilizó para el mecanismo. Por último, en la cuarta sección se desarrollará el modelo matemático de cada configuración posible.

3.1. Configuraciones del mecanismo

Uno de los objetivos del proyecto consiste en desarrollar un sistema lo más abierto posible, por lo que se buscó que el mecanismo de dos grados de libertad tuviera la facilidad de tener cuatro configuraciones para las cuales se pueda realizar un control.

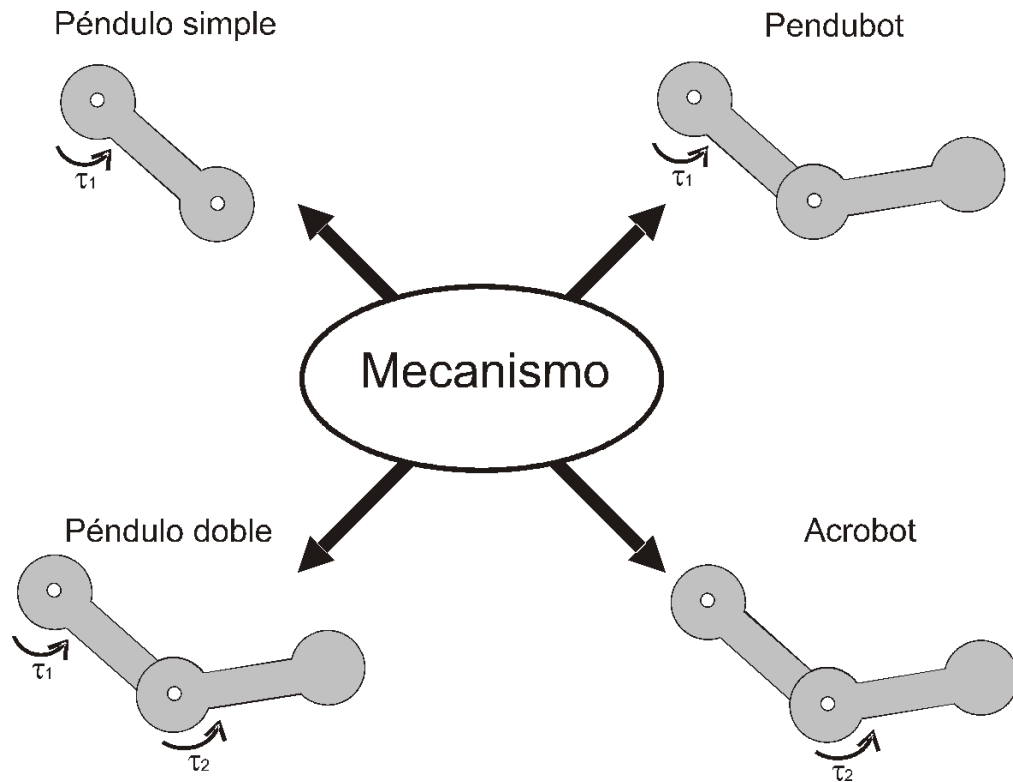


Figura 3.1. Configuraciones del mecanismo.

En la figura 3.1 se pueden ver las diferentes configuraciones posibles del mecanismo, dichas configuraciones se puede dividir en sistemas completamente actuados y en sistemas subactuados. En general, se dice que los sistemas completamente actuados son aquellos que tienen igual número de grados de libertad que de actuadores. Por otro lado, los sistemas subactuados son aquellos que tienen menos actuadores que grados de libertad.

El péndulo simple es una articulación actuada por un motor de corriente directa (CD), también llamada hombro, dado que se puede emular el movimiento del hombro humano en un plano. Es una configuración bastante sencilla sin embargo su dinámica es no lineal por lo que se requiere de buenas técnicas de control para la manipulación

eficiente de su dinámica, además de ser un ejemplo clásico de control no lineal. Físicamente el mecanismo tiene como actuador un motor de corriente directa (CD) que cuenta con un encoder incremental, dicho encoder será el encargado de la medición de la posición del eslabón 1. También en el extremo del eslabón 1 se encuentra el motor que se utilizará como actuador del eslabón 2, el cual se puede remover.

El péndulo doble se compone de la articulación del péndulo simple y del eslabón 2 para formar dos articulaciones actuadas cada una con un motor de CD. La adición del segundo eslabón se hace a través de un opresor que sujeta el segundo eslabón con el eje del motor que se encuentra en el extremo del eslabón 1. El péndulo doble emula el movimiento de un brazo humano teniendo como articulaciones el hombro y el codo. Al igual que el péndulo simple su dinámica es no lineal y es el principio básico de un robot manipulador.

En los últimos años, el desarrollo de algoritmos de estabilización para sistemas mecánicos subactuados ha tenido un mayor interés, debido a la aplicación de dichos algoritmos en situaciones prácticas, la estabilización de sistemas como barcos, vehículos subacuáticos, helicópteros, aeronaves, dirigibles, aerodeslizadores, satélites, entre otros. De ahí la importancia de desarrollar sistemas de este tipo como lo son el pendubot y el acrobot.

El pendubot es una configuración formada por dos articulaciones de las cuales la primera articulación es actuada y la segunda sin actuar. Físicamente el mecanismo es igual al péndulo doble, lo que cambia es el hecho de que a la segunda articulación no se alimentará el motor del eslabón 2, únicamente se utilizará el encoder para la medición de la posición del eslabón 2.

El acrobot, al igual que el pendubot, es un mecanismo subactuado formado por dos articulaciones donde la segunda articulación es actuada y la primera sin actuar. En esta configuración no se alimentará al motor 1.

3.1.1. Características de los elementos del mecanismo

A continuación se mencionan las características de cada uno de los elementos que conforman al mecanismo, las cuales se muestran en la figura 3.2. El mecanismo está formado por una base donde se monta el motor 1, a su vez al eje del motor se coloca el eslabón 1 y al extremo de dicho eslabón se atornilla el motor 2, siendo esta la configuración del péndulo simple. Para las configuraciones de 2 grados de libertad únicamente se tiene que unir el eslabón 2 con el eje del motor 2, esto se realiza a través de un opresor localizado en el eslabón 2.

Los dos motores son de corriente directa (DC) con escobillas. El motor 1 es de la marca torque systems modelo ME2130-198B con un peso de 1.95 kg. El motor 2 es de la marca maxon motor modelo RE30 de 60 watts con un peso de 0.238 kg (sin encoder) con un voltaje nominal de 12 volts. Ambos motores son de uso industrial además de contar con un encoder cada uno. Los encoders de los motores son del tipo incremental, el encoder 1 es de tipo óptico y el encoder 2 es de tipo magneto-resistivo (MR). El encoder 1 tiene un resolución de 1000 cuentas/rev mientras el encoder 2 tiene 1024 cuentas/rev. Los eslabones del mecanismo son de aluminio de 1/4 de pulgada de grosor. El eslabón 1 es de 0.1905 m de longitud y el eslabón 2 es de 0.1143 m.

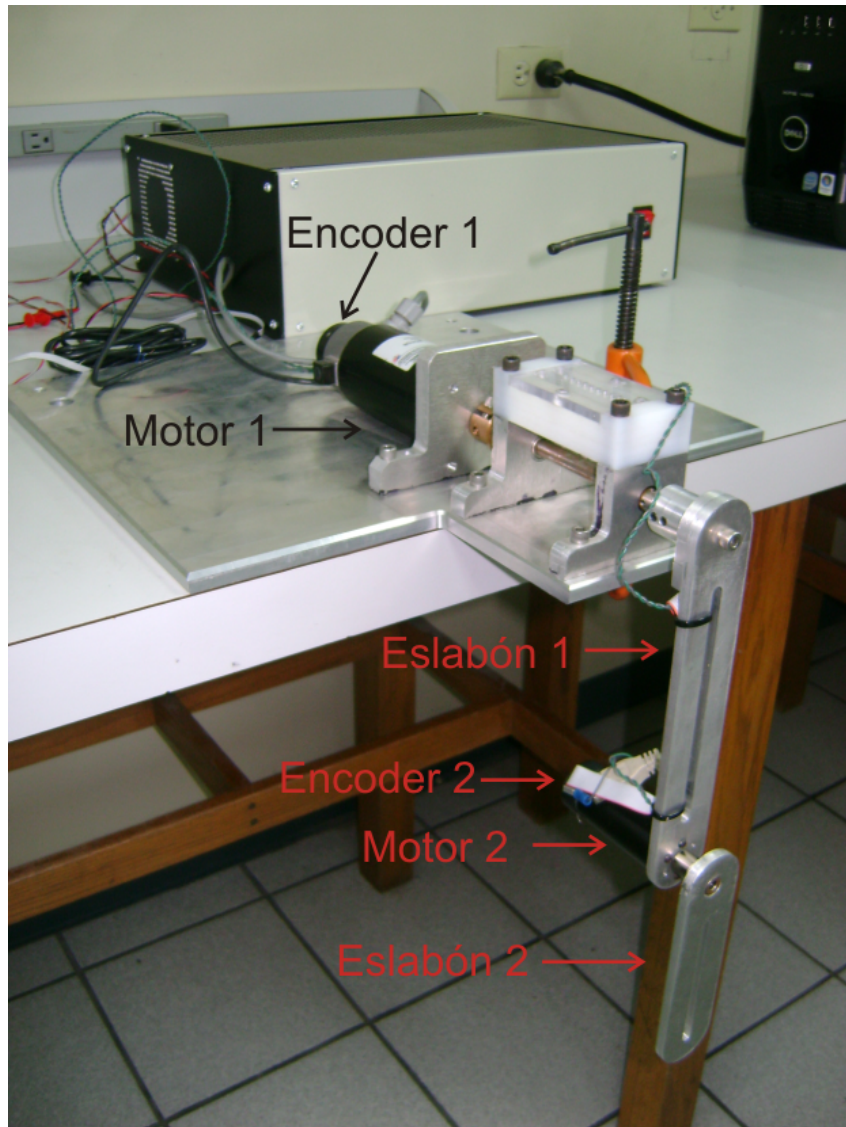


Figura 3.2. Elementos del mecanismo.

3.2. Modelo matemático

El modelo dinámico de un sistema es una parte importante en el diseño de controladores, ya que, a partir de este, se puede empezar a analizar el sistema y posteriormente diseñar algún algoritmo de control. En esta sección se obtendrá el modelo dinámico para cada configuración del mecanismo. La obtención del modelo dinámico del mecanismo se realizará mediante las ecuaciones de Lagrange.

3.2.1. Modelo dinámico de un mecanismo de dos grados de libertad

A continuación se presenta el modelo dinámico del mecanismo utilizando la formulación lagrangiana, la cual es una formulación bastante conocida en la literatura [17]. Para la obtención del modelo dinámico de cada una de las configuraciones (péndulo simple, péndulo doble, pendubot y acrobot) se partirá del modelo del péndulo doble. Recordar que el pendubot y el acrobot son mecanismos denominados subactuados que son aquellos que tienen menos actuadores que grados de libertad [15]. Por otra parte el péndulo simple y doble son completamente actuados.

Para obtener el modelo matemático del péndulo doble, ver figura 3.3, primero se escribirá la ecuación de Lagrange para n grados de libertad

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{q}_i} \right] - \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial q_i} = \tau_i, \text{ para } i = 1, \dots, n,$$

donde τ_i son los pares aplicados por los actuadores a cada articulación. Desarrollando para el péndulo doble quedaría

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{q}_1} \right] - \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial q_1} = \tau_1, \quad (3.1)$$

y

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{q}_2} \right] - \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial q_2} = \tau_2, \quad (3.2)$$

donde τ_1 y τ_2 son los pares o torques aplicados en la primera y segunda articulación respectivamente, \mathcal{L} es el lagrangiano el cual es igual a la energía cinética \mathcal{K} menos la energía potencial \mathcal{U} , q_1 y q_2 son las posiciones angulares y por último \dot{q}_1 y \dot{q}_2 son las velocidades angulares.

Para el cálculo de la energía cinética \mathcal{K} y la energía potencial \mathcal{U} , primero se obtienen las coordenadas de los centros de masa de los dos eslabones en el plano $x - y$. Las coordenadas para el centro de masa del eslabón 1 son

$$\begin{aligned} x_1 &= l_{c1} \sin(q_1), \\ y_1 &= -l_{c1} \cos(q_1), \end{aligned} \quad (3.3)$$

y las coordenadas para el centro de masa del eslabón 2 son

$$\begin{aligned} x_2 &= l_1 \sin(q_1) + l_{c2} \sin(q_1 + q_2), \\ y_2 &= -l_1 \cos(q_1) - l_{c2} \cos(q_1 + q_2). \end{aligned} \quad (3.4)$$

A partir de 3.3 y 3.4 se encuentran los vectores de velocidad del centro de masa para cada eslabón. Por lo que

$$v_1 = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{y}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{c1} \cos(q_1) \dot{q}_1 \\ l_{c1} \sin(q_1) \dot{q}_1 \end{bmatrix},$$

y

$$v_2 = \begin{bmatrix} \dot{x}_2 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_1 \cos(q_1) \dot{q}_1 + l_{c2} \cos(q_1 + q_2) (\dot{q}_1 + \dot{q}_2) \\ l_1 \sin(q_1) \dot{q}_1 + l_{c2} \sin(q_1 + q_2) (\dot{q}_1 + \dot{q}_2) \end{bmatrix}.$$

Ahora se calcula la rapidez del centro de masa de cada eslabón para calcular la energía cinética \mathcal{K} para el eslabón 1 tenemos

$$v_1^T v_1 = l_{c1}^2 \dot{q}_1^2,$$

y para el eslabón 2

$$v_2^T v_2 = l_1^2 \dot{q}_1^2 + l_{c2}^2 [\dot{q}_1^2 + 2\dot{q}_1 \dot{q}_2 + \dot{q}_2^2] + 2l_1 l_{c2} [\dot{q}_1^2 + \dot{q}_1 \dot{q}_2] \cos(q_2).$$

El cálculo de la energía cinética \mathcal{K} del mecanismo se puede descomponer en la suma de dos partes, \mathcal{K}_1 y \mathcal{K}_2 , donde

$$\mathcal{K}_1 = \frac{1}{2} m_1 l_{c1}^2 \dot{q}_1^2 + \frac{1}{2} I_1 \dot{q}_1^2, \quad (3.5)$$

y

$$\mathcal{K}_2 = \frac{1}{2} m_2 l_1^2 \dot{q}_1^2 + \frac{1}{2} m_2 l_{c2}^2 [\dot{q}_1^2 + 2\dot{q}_1 \dot{q}_2 + \dot{q}_2^2] + m_2 l_1 l_{c2} [\dot{q}_1^2 + \dot{q}_1 \dot{q}_2] \cos(q_2) + \frac{1}{2} I_2 [\dot{q}_1 + \dot{q}_2]^2, \quad (3.6)$$

De forma similar la energía potencial $\mathcal{U} = \mathcal{U}_1 + \mathcal{U}_2$. Ahora, se asumea que la energía potencial es cero en $y = 0$, obtenemos

$$\mathcal{U}_1 = -m_1 l_{c1} g \cos(q_1), \quad (3.7)$$

y

$$\mathcal{U}_2 = -m_2 l_1 g \cos(q_1) - m_2 l_{c2} g \cos(q_1 + q_2). \quad (3.8)$$

Luego, de las ecuaciones (3.5)-(3.8), podemos obtener el lagrangiano \mathcal{L}

$$\begin{aligned} \mathcal{L} = & \frac{1}{2}[m_1 l_{c1}^2 + m_2 l_1^2] \dot{q}_1^2 + \frac{1}{2} m_2 l_{c2}^2 [\dot{q}_1^2 + 2\dot{q}_1 \dot{q}_2 + \dot{q}_2^2] + m_2 l_1 l_{c2} \cos(q_2) [\dot{q}_1^2 + \dot{q}_1 \dot{q}_2] \\ & + [m_1 l_{c1} + m_2 l_1] g \cos(q_1) + m_2 g l_{c2} \cos(q_1 + q_2) + \frac{1}{2} I_1 \dot{q}_1^2 + \frac{1}{2} I_2 [\dot{q}_1 + \dot{q}_2]^2, \end{aligned}$$

una vez calculado el lagrangiano \mathcal{L} se pueden calcular

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

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left[\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{q}_1} \right] = & [m_1 l_{c1}^2 + m_2 l_1^2 + m_2 l_{c2}^2 + 2m_2 l_1 l_{c2} \cos(q_2)] \ddot{q}_1 + [m_2 l_{c2}^2 + m_2 l_1 l_{c2} \cos(q_2)] \ddot{q}_2 \\ & - 2m_2 l_1 l_{c2} \sin(q_2) \dot{q}_1 \dot{q}_2 - m_2 l_1 l_{c2} \sin(q_2) \dot{q}_2^2 + I_1 \ddot{q}_1 + I_2 [\ddot{q}_1 + \ddot{q}_2], \end{aligned}$$

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial q_1} = -[m_1 l_{c1} + m_2 l_1] g \sin(q_1) - m_2 g l_{c2} \sin(q_1 + q_2),$$

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{q}_2} = m_2 l_{c2}^2 \dot{q}_1 + m_2 l_{c2}^2 \dot{q}_2 + m_2 l_1 l_{c2} \cos(q_2) \dot{q}_1 + I_2 [\dot{q}_1 + \dot{q}_2],$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left[\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{q}_2} \right] &= m_2 l_{c2}^2 \ddot{q}_1 + m_2 l_{c2}^2 \ddot{q}_2 + m_2 l_1 l_{c2} \cos(q_2) \ddot{q}_1 - m_2 l_1 l_{c2} \sin(q_2) \dot{q}_1 \dot{q}_2 \\ &\quad + I_2 [\ddot{q}_1 + \ddot{q}_2], \end{aligned}$$

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial q_2} = -m_2 l_1 l_{c2} \sin(q_2) [\dot{q}_1 \dot{q}_2 + \dot{q}_1^2] - m_2 g l_{c2} \sin(q_1 + q_2).$$

Finalmente aplicando las ecuaciones de Lagrange (3.1) y (3.2)

$$\begin{aligned} \tau_1 &= [m_1 l_{c1}^2 + m_2 l_1^2 + m_2 l_{c2}^2 + 2m_2 l_1 l_{c2} \cos(q_2) + I_1 + I_2] \ddot{q}_1 + [m_2 l_{c2}^2 + m_2 l_1 l_{c2} \cos(q_2) + I_2] \ddot{q}_2 \\ &\quad - 2m_2 l_1 l_{c2} \sin(q_2) \dot{q}_1 \dot{q}_2 - m_2 l_1 l_{c2} \sin(q_2) \dot{q}_2^2 + [m_1 l_{c1} + m_2 l_1] g \sin(q_1) + m_2 g l_{c2} \sin(q_1 + q_2)], \end{aligned}$$

y

$$\tau_2 = [m_2 l_{c2}^2 + m_2 l_1 l_{c2} \cos(q_2) + I_2] \ddot{q}_1 + [m_2 l_{c2}^2 + I_2] \ddot{q}_2 + m_2 l_1 l_{c2} \sin(q_2) \dot{q}_1^2 + m_2 g l_{c2} \sin(q_1 + q_2),$$

Un sistema lagrangiano de n grado de libertad también puede ser descrito como

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + g(q) + f(\dot{q}) = \tau \quad (3.9)$$

donde $M(q)$ es la matriz de inercia, $C(q, \dot{q})$ es un vector de fuerzas centrífugas y de Coriolis, $g(q)$ es el vector del par gravitacional, $f(\dot{q})$ es un vector de las fuerzas de fricción y τ es el torque aplicado.

Para un sistema de 2 grados de libertad se tiene la siguiente estructura.

$$\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix} \ddot{q} + \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix} \dot{q} + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix} = \tau \quad (3.10)$$

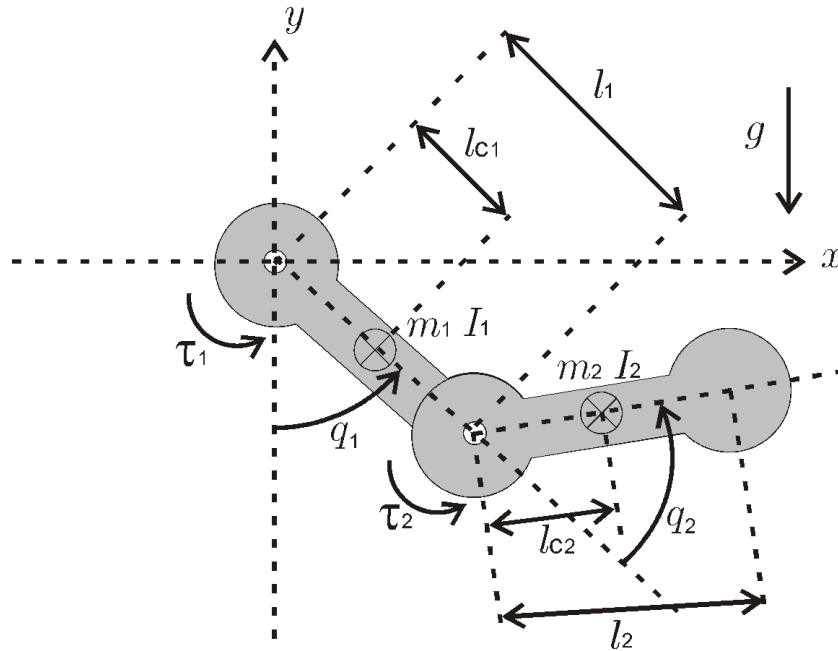


Figura 3.3. Diagrama del péndulo doble.

cambiando la ecuación (3.10) a la representación en variables de estado tenemos

$$\dot{x}_1 = x_3, \quad (3.11)$$

$$\dot{x}_2 = x_4,$$

$$\dot{x}_3 = \frac{m_{22}}{d}(\tau_1 - c_{11}x_3 - c_{12}x_4 - g_1 - f_1) - \frac{m_{12}}{d}(\tau_2 - c_{21}x_3 - g_2 - f_2),$$

$$\dot{x}_4 = -\frac{m_{21}}{d}(\tau_1 - c_{11}x_3 - c_{12}x_4 - g_1 - f_1) + \frac{m_{11}}{d}(\tau_2 - c_{21}x_3 - g_2 - f_2),$$

como se puede ver en la ecuación (3.11) se tiene el modelo dinámico para el péndulo doble, luego, notar que si $\tau_2 = 0$ de la ecuación (3.11) y reduciendo obtenemos el modelo

dinámico del pendubot

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= x_3, \\
 \dot{x}_2 &= x_4, \\
 \dot{x}_3 &= \frac{m_{22}}{d}(\tau_1 - c_{11}x_3 - c_{12}x_4 - g_1 - f_1) + \frac{m_{12}}{d}(c_{21}x_3 + g_2 + f_2), \\
 \dot{x}_4 &= -\frac{m_{21}}{d}(\tau_1 - c_{11}x_3 - c_{12}x_4 - g_1 - f_1) - \frac{m_{11}}{d}(c_{21}x_3 + g_2 + f_2),
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

obviamente si $\tau_1 = 0$ de la ecuación (3.11) y reduciendo se obtiene el modelo dinámico del acrobot

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= x_3, \\
 \dot{x}_2 &= x_4, \\
 \dot{x}_3 &= -\frac{m_{22}}{d}(c_{11}x_3 + c_{12}x_4 + g_1 + f_1) - \frac{m_{12}}{d}(\tau_2 - c_{21}x_3 - g_2 - f_2), \\
 \dot{x}_4 &= \frac{m_{21}}{d}(c_{11}x_3 + c_{12}x_4 + g_1 + f_1) + \frac{m_{11}}{d}(\tau_2 - c_{21}x_3 - g_2 - f_2),
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

donde los elementos de la matriz $M(q)$ son $m_{11} = p_1 + p_2 + 2p_3 \cos(x_2)$, $m_{12} = p_2 + p_3 \cos(x_2)$, $m_{21} = m_{12}$, $m_{22} = p_2$. Los elementos de la matriz $C(q, \dot{q})$ son $c_{11} = -p_3 \sin(x_2)x_4$, $c_{12} = -p_3 \sin(x_2)(x_3 + x_4)$, $c_{21} = p_3 \sin(x_2)x_3$ y $c_{22} = 0$.

Los elementos de la matriz $g(q)$ son $g_1 = p_4 \sin(x_1) + p_5 \sin(x_1 + x_2)$ y $g_2 = p_5 \sin(x_1 + x_2)$. Los elementos de la matriz $f(\dot{q})$ son $f_1 = \delta_1 x_3$ y $f_2 = \delta_2 x_4$.

El torque aplicado $[\tau_1 \ \tau_2]^T$ y el determinante $d = m_{11}m_{22} - m_{12}m_{21}$. Los elementos paramétricos son los siguientes $p_1 = m_1 l_{c1}^2 + m_2 l_1^2 + I_1$, $p_2 = m_2 l_{c2}^2 + I_2$, $p_3 = m_2 l_1 l_{c2}$, $p_4 = (m_1 l_{c1} + m_2 l_1)g$ y $p_5 = m_2 l_{c2}g$.

Por último, si se eliminan los términos producidos por el eslabón 2 de la ecuación

(3.11) y reduciendo se obtiene el modelo del péndulo simple

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2, \\ \dot{x}_2 &= -a \sin x_1 - bx_2 + c\tau_1,\end{aligned}\tag{3.14}$$

donde

$$\begin{aligned}a &= \frac{m_1 g l_{c1}}{I_1 + m_1 l_{c1}^2}, \\ b &= \frac{\delta_1}{I_1 + m_1 l_{c1}^2}, \\ c &= \frac{1}{I_1 + m_1 l_{c1}^2}.\end{aligned}$$

A continuación la nomenclatura de las ecuaciones (3.11), (3.12), (3.13) y (3.14) m_1 es la masa referida al centro de masa del eslabón 1, m_2 es la masa referida al centro de masa del eslabón 2, l_{c1} es la distancia al centro de masa 1, l_{c2} es la distancia al centro de masa 2, l_1 es la longitud del eslabón 1, I_1 es el momento de inercia referido al centro de masa 1, I_2 es el momento de inercia referido al centro de masa 2, g es la aceleración de la gravedad igual a 9.81 m/s^2 , δ_1 es el coeficiente de fricción viscosa del eslabón 1 y δ_2 es el coeficiente de fricción viscosa del eslabón 2.

3.3. Identificación de parámetros

Para tener una buena aproximación del modelo dinámico de un sistema es importante determinar el valor de los parámetros. Para esto existen varios métodos, uno de los más sencillos es la obtención de la respuesta del sistema a un escalón unitario [14], [16]. Dicha identificación es solamente para sistemas lineales, por lo que se supondrá

a el sistema como dos péndulos desacoplados y a partir de este hecho se linealizará el modelo alrededor del origen para la identificación de los parámetros.

Ahora se analizará la respuesta del eslabón 1 a un escalón unitario, por lo que primero se linealizará el sistema alrededor de $(0,0)$ el modelo del péndulo simple. Para identificar los parámetros del eslabón 1 se partirá de la ecuación 3.14 obtenida anteriormente

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2, \\ \dot{x}_2 &= -a \sin x_1 - bx_2 + cu,\end{aligned}$$

donde $a = (I_1 + m_1 l_{c1}^2)^{-1}(-m_1 g l_{c1}^2)$, $b = (I_1 + m_1 l_{c1}^2)^{-1} \delta_1$, $c = (I_1 + m_1 l_{c1}^2)^{-1}$ y $u = k_a \tau_1$.

Linealizando alrededor del origen $(0,0)$ el sistema queda

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2, \\ \dot{x}_2 &= -ax_1 - bx_2 + cu,\end{aligned}$$

pasando a función de transferencia se tiene

$$G(s) = \frac{c}{s^2 + bs + a}, \quad (3.15)$$

la cual se iguala a esta función de transferencia [14]

$$G(s) = \frac{Z\omega_0^2}{s^2 + 2\omega_0\zeta s + \omega_0^2}, \quad (3.16)$$

donde ω_0 es la frecuencia natural del sistema, ζ es el factor de amortiguamiento y Z es la ganancia del proceso.

En la figura 3.4 se muestra la respuesta al escalón unitario de un sistema de segundo orden, también se puede observar que en las amplitudes y_1 y y_2 la velocidad es cero.

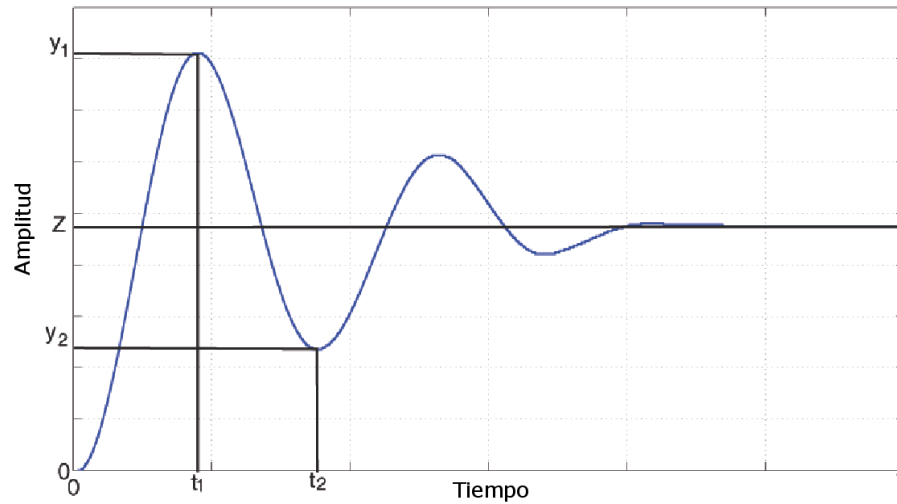


Figura 3.4. Respuesta al escalón unitario de un sistema de segundo orden subamortiguado.

Partiendo de este hecho podemos igualar a cero la derivada de la respuesta al escalón unitario. Entonces la respuesta al escalón unitario es

$$y(t) = Z\left[1 - \frac{1}{P}e^{-\zeta\omega_0 t} \sin(\omega_0 P t + \varphi)\right] \quad (3.17)$$

donde $\varphi = \arccos \zeta$, $P = \sqrt{1 - \zeta^2}$ y $y(t)$ es la función con respecto al tiempo de la salida.

Derivando la ecuación 3.17 se tiene

$$\dot{y}(t) = Z \frac{\omega_0}{P} e^{-\zeta\omega_0 t} \sin(\omega_0 P t)$$

y si $\dot{y}(t) = 0$ entonces $\sin(\omega_0 P t) = 0$ por lo que

$$t_n = \frac{n\pi}{\omega_0 P}$$

sustituyendo en 3.17 y reduciendo

$$y(t_n) = Z(1 - (1)^n M^n)$$

donde

$$M = e^{-\frac{1}{P}\pi\zeta}.$$

La identificación de los parámetros de 3.15 se calcular a partir de

$$\begin{aligned} Z &= y(\infty) \\ M &= \frac{y_1 - y_2}{y_1} \\ \zeta &= \left| \frac{\ln M}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2 M}} \right| \\ \omega_0 &= \frac{\pi}{(t_2 - t_1)\sqrt{1 - \zeta^2}}. \end{aligned}$$

Si se desea más información sobre el proceso para obtener los parámetros, consultar [14].

En la figura 3.5 se puede ver la respuesta del eslabón 1 a un escalón unitario. De dicha figura se obtuvieron los siguiente parámetros $t_1 = 0.435$ s, $t_2 = 0.865$ s, $y_1 = 0.2843$, $y_2 = 0.11$ y $Z = 0.1791$. A partir de los cuales se calcularon los parámetros $M = 0.613$, $\zeta = 0.154$ y $\omega_0 = 7.55$. De (3.15) y (3.16) $a = 57$, $b = 2.33$ y $c = 10.21$.

Para la identificación de los parámetros del segundo eslabón se utilizó otra metodología debido a que la respuesta al escalón unitario no es como la respuesta del primer eslabón como se puede ver en la figura 3.6.

En [16] se definen los siguientes parámetros

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_d} \tag{3.18}$$

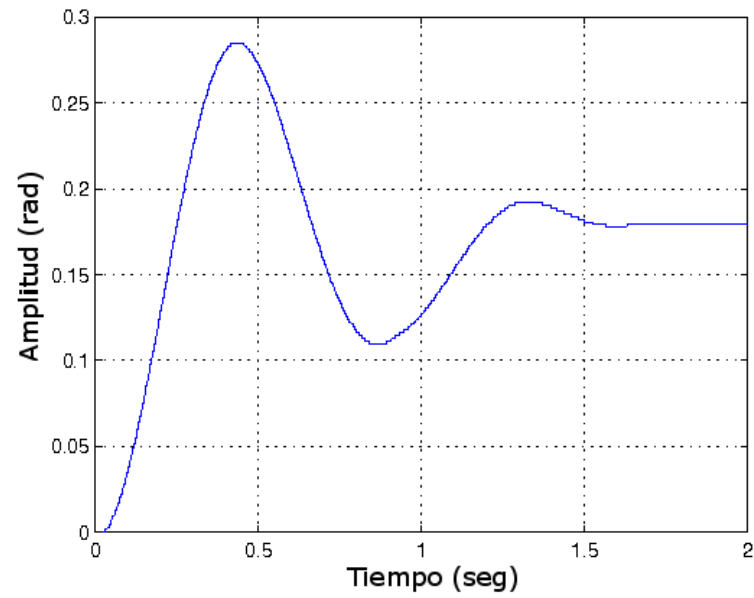


Figura 3.5. Gráfica de la respuesta experimental del péndulo simple a un escalón unitario de 0.3 de amplitud.

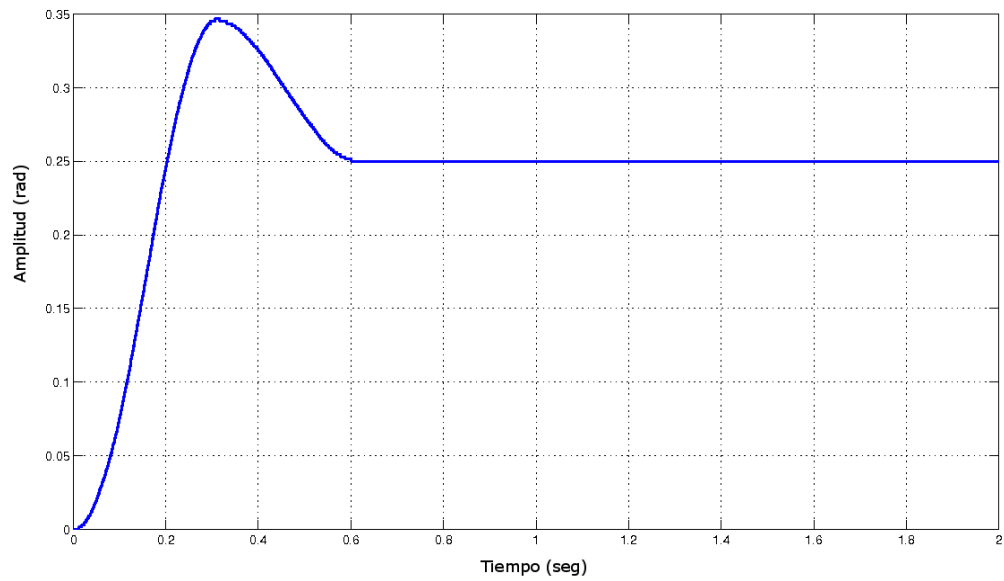


Figura 3.6. Respuesta del eslabón 2 a un escalón unitario.

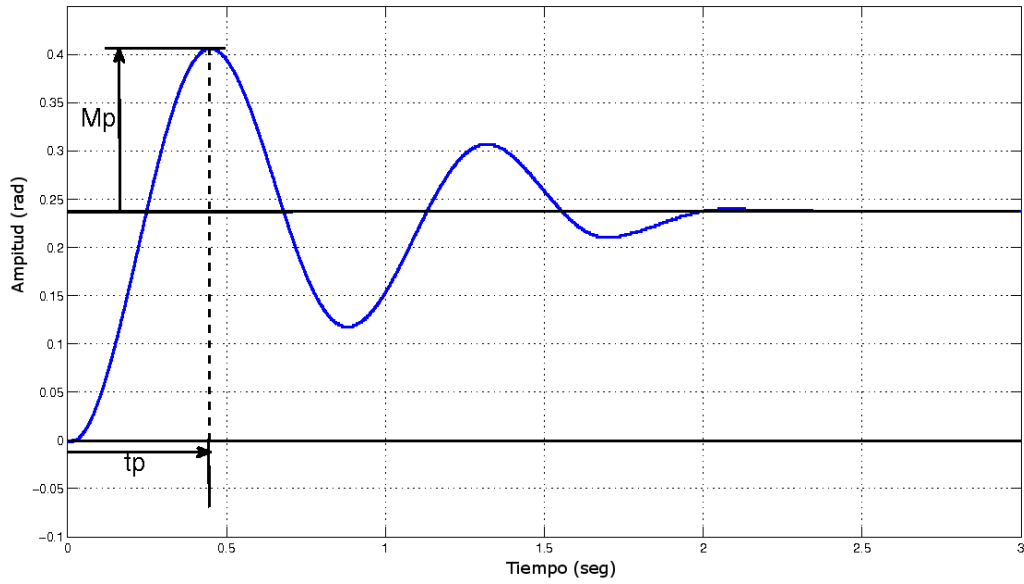


Figura 3.7. Respuesta de un sistema de segundo orden.

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (3.19)$$

y

$$M_p = e^{-\left(\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)\pi} \quad (3.20)$$

donde M_p es la sobreelongación máxima, t_p es el tiempo pico en el cual se presenta la sobreelongación máxima, ω_n es la frecuencia natural no amortiguada, ω_d es la frecuencia natural amortiguada y ζ es el factor de amortiguamiento, en la figura 3.7 se muestran los parámetros anteriores para un sistema de segundo orden.

De las ecuaciones (3.18)-(3.20) podemos encontrar

$$\zeta = \sqrt{\frac{\ln^2 M_p}{\pi^2 + \ln^2 M_p}}$$

y

$$\omega_n = \frac{\pi}{t_p \sqrt{1 - \zeta^2}}$$

$$M_p = c(t_p) - c(\infty)$$

donde $M_p = 0.0967$ y $t_p = 3.11s$, luego calculando para el segundo eslabón tenemos $t_p = 3.11$, $M_p = 0.097$, $\zeta = 0.5967$ y $\omega_n = 1.259$.

Luego se iguala

$$\frac{c}{s^2 + bs + a} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

de donde se obtienen

$$a = 1.585$$

$$b = 1.503$$

$$c = 1.585$$

En la tabla 3.1 se muestra un resumen de todos los parámetros. Cabe mencionar que los parámetros m_1 , m_2 , l_1 , l_{c1} y l_{c2} se obtuvieron del reporte del estudiante Miguel Angel Ramírez quien realizó el diseño del mecanismo.

Tabla 3.1. Parámetros del mecanismo.

Parámetro	Valor	Unidades	Descripción
k_a	1.5		Ganancia del amplificador
m_1	0.535	Kg	Masa 1 referida el centro de masa 1
l_{c1}	0.15351	m	Longitud al centro de masa (eslabón 1)
l_1	0.1905	m	Longitud del eslabón 1
I_1	$1.53 \cdot 10^{-6}$	Kgm ²	Inercia referido al centro de masa 1
δ_1	0.0329	Kgm ² /s	Coefficiente de fricción del eslabón 1
m_2	0.11	Kg	Masa 2 referida el centro de masa 2
l_{c2}	0.05281	m	Longitud al centro de masa (eslabón 2)
I_2	0.0367	Kgm ²	Inercia referido al centro de masa 2
δ_2	0.0556	Kgm ² /s	Coefficiente de fricción del eslabón 2

Capítulo 4

Etapa de potencia

La etapa de potencia en un sistema electromecánico tiene la función de suministrar la corriente necesaria a los actuadores, que en este caso son motores de corriente directa (CD) con escobillas, debido a que, por lo general la etapa de control no puede proveer la corriente requerida.

Considerando las características de los motores del mecanismo dados en la sección 1 del capítulo 3, las características de la etapa de potencia construida son las siguientes: voltaje de entrada ± 10 VCD, corriente de entrada 200 mA, voltaje de salida promedio ± 15 VCD, corriente máxima de salida 10 A en cada uno de sus dos amplificadores.

Con estas características, la etapa de potencia se puede utilizar en diferentes mecanismos que utilizan para su movimiento motores de CD, por ejemplo, un robot tipo SCARA o una mesa XY, que son mecanismos disponibles actualmente en el Laboratorio de Control de la Facultad de Ingeniería.

En resumen, la etapa de potencia está compuesta por dos amplificadores de potencia basados en modulación del ancho del pulso (PWM) y un puente H, una fuente de CD

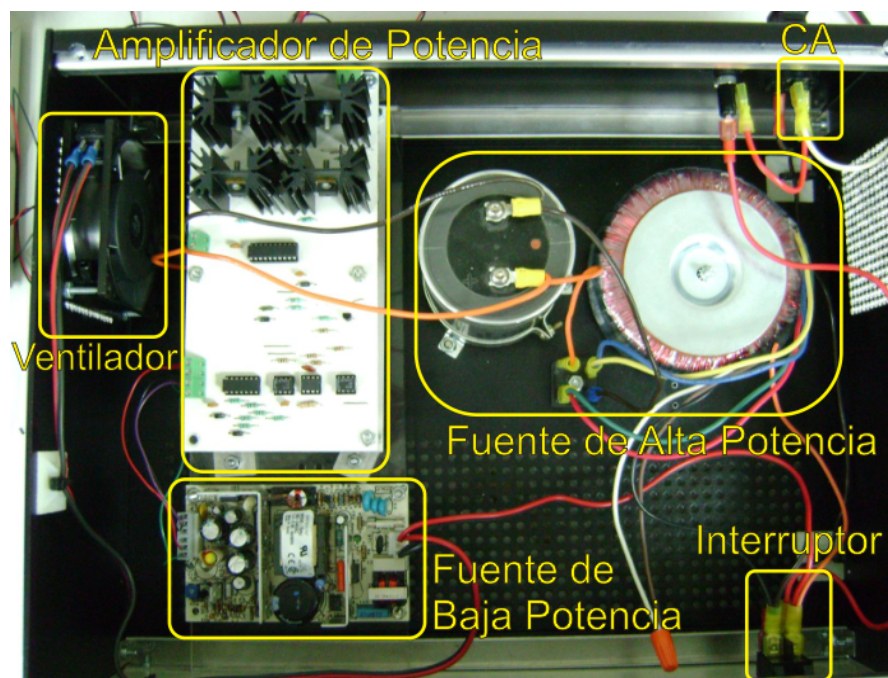


Figura 4.1. Foto del interior de etapa de potencia.

de alta potencia con salida de 15 V, una fuente de CD de baja potencia con salidas de ± 12 V y 5 V, un ventilador, un botón de paro de emergencia para cada amplificador, su conexión de corriente alterna (CA) y un interruptor de encendido. En la figura 4.1 se muestra cada uno de estos componentes.

En este capítulo se describe en detalle el diseño, construcción y operación de cada una de las partes que forman la etapa de potencia así como las pruebas de su desempeño.

4.1. Amplificador de potencia

Un amplificador de potencia es un dispositivo capaz de amplificar el voltaje, corriente o ambos de una señal de menor potencia, con la finalidad de suministrar suficiente voltaje y corriente a una carga determinada, por ejemplo un motor de CD.



Figura 4.2. Foto de la parte trasera del chasis de la etapa de potencia.

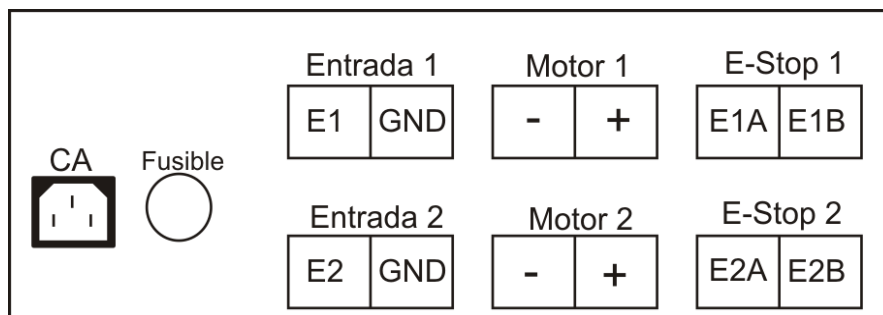


Figura 4.3. Configuración de los conectores de la etapa de potencia (parte trasera).

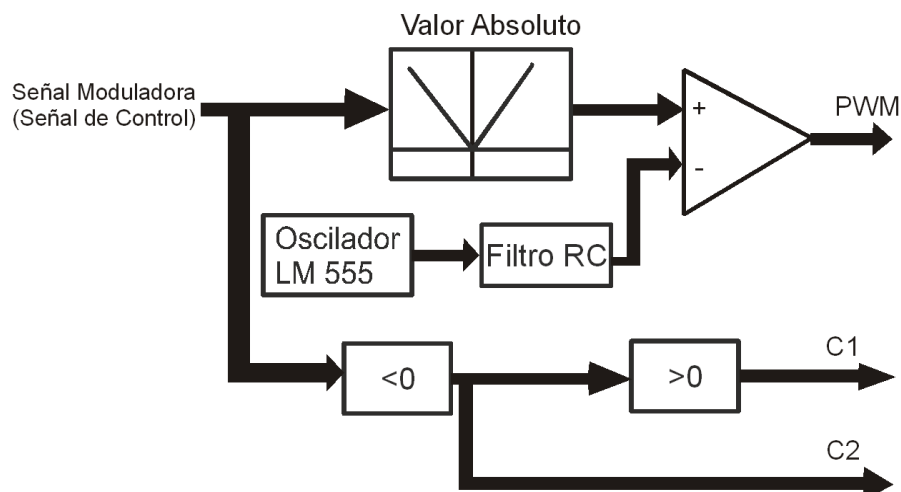


Figura 4.4. Diagrama del Módulo con PWM y Señales de Control del Giro.

El diseño del amplificador de potencia se divide en dos partes, un módulo con modulador del ancho del pulso (PWM) y un puente H. El módulo con PWM es el encargado del control de la velocidad y del sentido de giro del motor a través de una configuración de transistores llamada puente H. El módulo tiene una entrada que puede modular señales con voltajes de hasta ± 10 volts, también cuenta con una salida PWM y otras dos para identificar si el voltaje es positivo o negativo. El puente H es el encargado de suministrar potencia al motor además de controlar el sentido del giro. Dicho circuito está formado por transistores MOSFET IRF1010 los cuales son manejados por el circuito integrado HIP4080.

4.1.1. Circuito PWM

El circuito de PWM está formado por un temporizador, un filtro, un circuito de valor absoluto con amplificadores operacionales, un comparador y un transistor. Un diagrama a bloques se muestra en la figura 4.4.

La modulación es el proceso por el cual una propiedad o un parámetro de cualquier señal se hace variar en forma proporcional a una segunda señal. En la modulación a la señal que contiene la información se le llama moduladora y a la señal que se hace variar se le llama portadora.

El PWM (Pulse Width Modulation) es la modulación del ancho del pulso, la cual transforma variaciones de amplitud (moduladora) en variaciones de tiempo en alto de una señal cuadrada con una frecuencia constante. En esta modulación existen dos tipos de PWM, el PWM unipolar, el cual varía de 0 a un valor de voltaje y el PWM bipolar que varía entre dos valores de voltaje uno positivo y uno negativo. Para este trabajo se utilizó el PWM unipolar debido a que se requiere en la salida una variación de 0 a 5v, lo cual no es posible con el PWM bipolar.

La construcción del PWM consiste en comparar una señal triangular o diente de sierra (portadora) con la señal que se desea modular (moduladora). Se agrega un circuito de valor absoluto, mostrado en la figura 4.8, antes de la entrada del PWM para que genere el mismo PWM para valores positivos y negativos de la señal de entrada. El objetivo de tener el mismo PWM se debe a que la magnitud de la señal de entrada solamente determinará la velocidad del motor. Por otra parte el control del sentido de giro será determinado por el signo de la señal de entrada, más adelante se describe este circuito.

La descripción analítica de la operación del PWM en el control de los motores de CD se basa en el promedio de la señal cuadrada. De los coeficientes de las series de Fourier [13] tenemos que

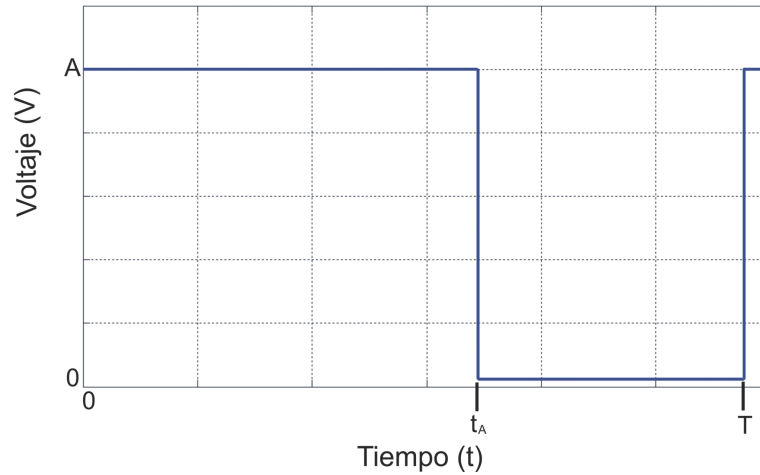


Figura 4.5. Un periodo de la señal modulada con PWM.

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) dt,$$

donde a_0 es el promedio de $f(t)$ durante un periodo, por lo tanto a_0 es la componente de corriente directa (CD) de $f(t)$. Cambiando los límites se tiene

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt,$$

sustituyendo y tomando en cuenta la gráfica de la figura 4.5, se obtiene

$$a_0 = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_A} A dt + \int_{t_A}^T 0 dt \right],$$

$$a_0 = \frac{At_A}{T},$$

sustituyendo por una constante $\alpha = \frac{t_A}{T}$ se tiene

$$a_0 = \alpha A,$$

donde $0 < \alpha < 1$ y $0 < a_0 < A$.

Con esto se demuestra que el cambio de variaciones de la duración del tiempo en alto de la señal de PWM se convierten en variaciones proporcionales de voltaje.

Circuito para obtener el valor absoluto

El circuito que obtiene el valor absoluto está formado por amplificadores operacionales, resistencias y diodos. Este circuito no lineal, tomado de [12], entrega a la salida sólo valores positivos, dicho circuito se utilizó para trabajar únicamente con valores positivos debido a que la magnitud del voltaje de la salida de control sólo indica la velocidad con que gira el motor.

Para observar el comportamiento de este circuito primero se realizó una simulación con una señal senoidal de 2 volt pico a una frecuencia de 100 Hz como entrada. Como se puede ver en la figura 4.6 el circuito obtiene la magnitud de la señal entrada sin importar si el voltaje es positivo o negativo. Posteriormente se armó el circuito de la figura 4.8 para ver su desempeño experimental. En la figura 4.7 se muestra el resultado experimental del circuito obteniendo los resultados esperados.

A continuación se describe el análisis del circuito de valor absoluto; primero se analiza para un voltaje de entrada v_i positivo tomando en cuenta a las corrientes y a los voltajes que se señalan en la figura 4.9. Luego se analiza para un voltaje de entrada v_i negativo considerando a las corrientes y a los voltajes que muestra la figura 4.10.

Para un voltaje positivo

$$I_1 = \frac{v_i}{R}, \quad I_2 = -\frac{v_x}{R}, \quad I_3 = \frac{v_x}{R}, \quad I_4 = -\frac{v_o}{R},$$

como $I_1 = I_2$ y $I_3 = I_4$

$$v_i = -v_x \text{ y } v_x = -v_o,$$

entonces

$$v_o = v_i.$$

Analizando para un voltaje negativo

$$I_1 = \frac{v_i}{R}, I_2 = \frac{v_y}{R}, I_3 = \frac{v_o}{3R},$$

aplicando un divisor de voltaje

$$v_y = \frac{2v_o}{3},$$

y como $I_1 = I_2 + I_3$

$$\frac{v_i}{R} = \frac{v_o}{3R} + \frac{2v_o}{3R},$$

entonces

$$v_o = v_i.$$

Por lo tanto el voltaje de salida del circuito es positivo para cualquier señal de entrada ya sea positiva o negativa y cero para $v_i = 0$.

Circuito de la señal portadora

Para generar la señal portadora se utilizó un temporizador LM555 configurado como astable y un integrador con un circuito RC. Una vez generada la señal cuadrada se integra dicha señal con el circuito RC obteniéndose así la señal de carga y descarga del capacitor (seudo triangular). La frecuencia de oscilación del temporizador será de alrededor de 20 KHz.

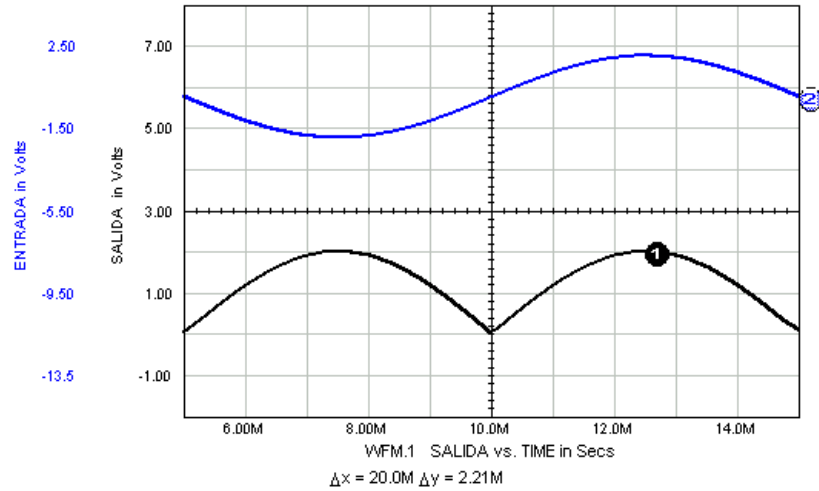


Figura 4.6. Simulación del circuito de valor absoluto debida a una señal senoidal de 2 volts pico a unafrecuencia de 100 Hz.

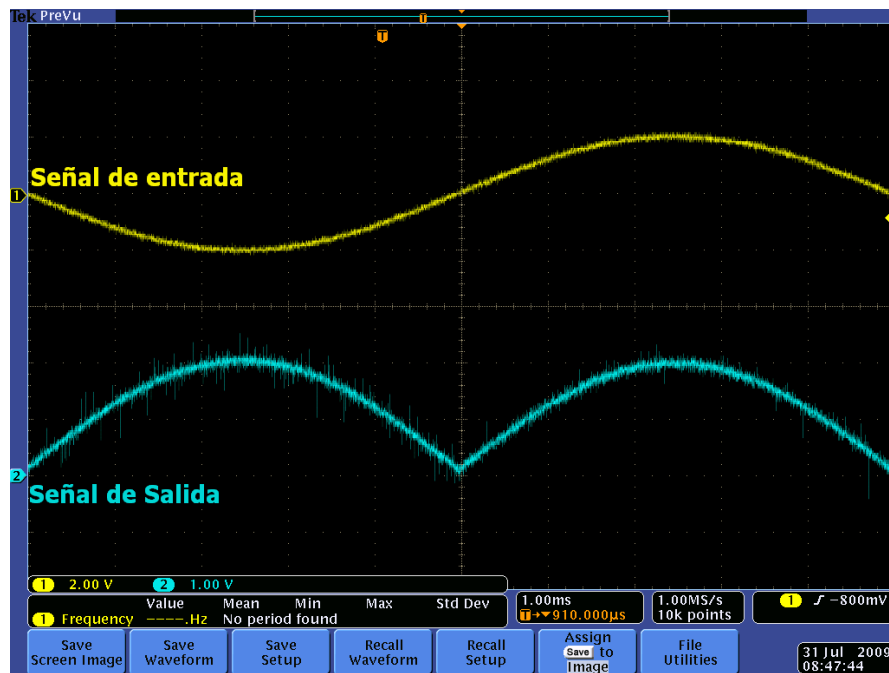


Figura 4.7. Señal de salida del circuito que obtiene el valor absoluto (abajo) debida a una señal senoidal de prueba de 2 volts pico a una frecuencia de 100 Hz.

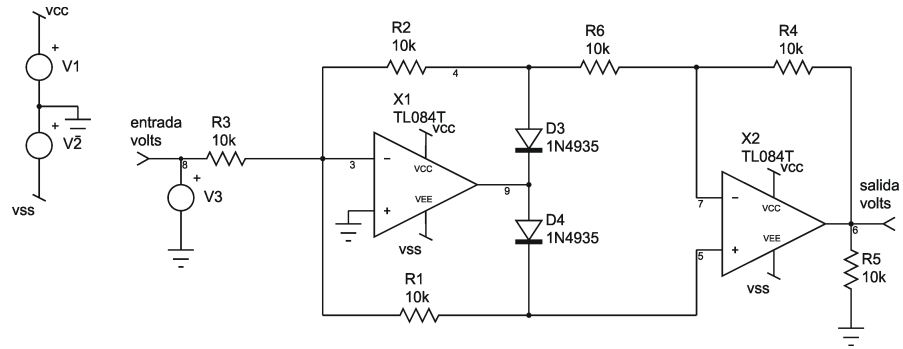


Figura 4.8. Circuito de Valor Absoluto.

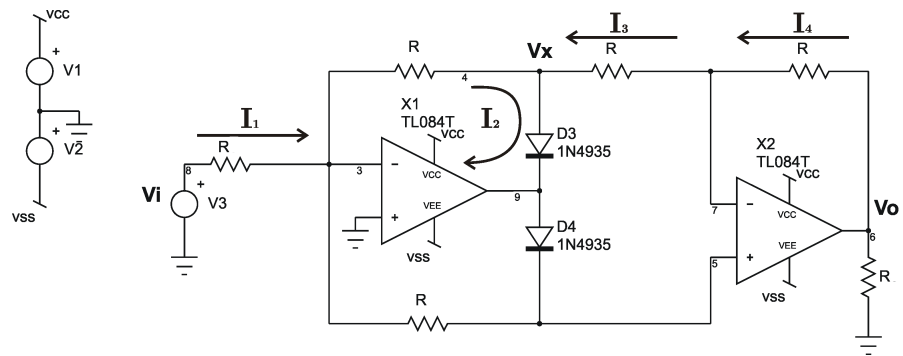


Figura 4.9. Análisis para un voltaje de entrada v_i positivo.

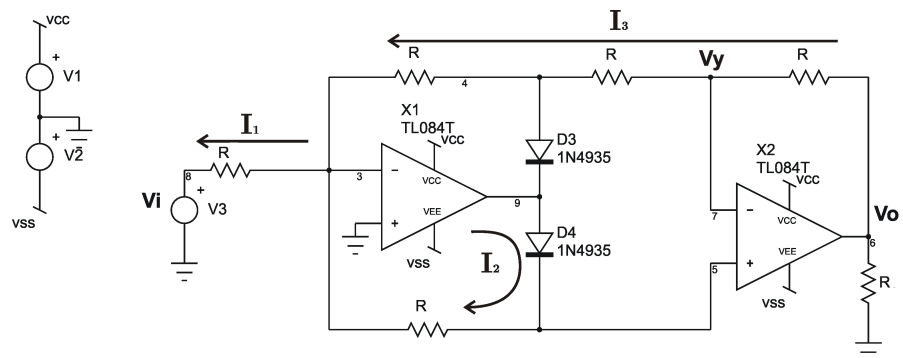


Figura 4.10. Análisis para un voltaje de entrada v_i negativo.

Para determinar los parámetros de la configuración astable se tiene la fórmula de la frecuencia

$$f = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C},$$

despejando para R_A

$$R_A = \frac{1.44}{fC} - 2R_B,$$

sea $f = 20 \text{ KHz}$, $R_B = 3 \text{ k}\Omega$ y $C = 4.7 \text{ nF}$, entonces

$$R_A = 9.319 \text{ K}\Omega,$$

sin embargo este no es un valor comercial de resistencia por lo que se utilizó un valor cercano y que estuviera disponible por lo que se utilizó una $R_A = 7.5 \text{ K}\Omega$, lo cual no genera cambios significativos en la frecuencia del oscilador, quedando la frecuencia en 22.45 KHz.

Para el cálculo de señal portadora se tomó en cuenta el tiempo que dura en alto la señal cuadrada, para que el capacitor alcance el 98% del valor de la entrada, esto se consigue cuando $t = 5RC$.

En la figura 4.11 se puede ver el análisis del circuito cuando el capacitor se carga y cuando se descarga. Cuando el capacitor se carga debido a un voltaje de entrada, el voltaje de salida en el dominio de s y aplicando un divisor de voltaje, es

$$v_o(s) = v_i(s) \left(\frac{\frac{1}{RC}}{S + \frac{1}{RC}} \right),$$

aplicando $v_i(s) = \frac{12}{s}$

$$v_o(s) = \frac{12}{s} \left(\frac{\frac{1}{RC}}{S + \frac{1}{RC}} \right),$$

aplicando el método del residuo

$$v_o(t) = 12(1 - e^{-\frac{t}{RC}}),$$

si $t = 5RC$ y $f = 22.45 \text{ KHz}$ entonces

$$T = \frac{1}{f} = 0.0445 \text{ ms},$$

y como $T_H = \frac{T}{2}$, donde T_H es el tiempo de en alto de la señal cuadrada

$$T_H = 0.0223 \text{ ms},$$

igualando $T_H = 5RC$

$$RC = 4.45 * 10^{-6},$$

si $C = 10nF$

$$R = 445\Omega,$$

al igual que el caso del circuito del temporizador no existe un valor comercial de este valor de resistencia por lo que se utilizó una $R = 330\Omega$.

Cuando el voltaje de entrada $v_i(s) = 0$, el capacitor se descarga por lo que

$$i_C + i_R = 0,$$

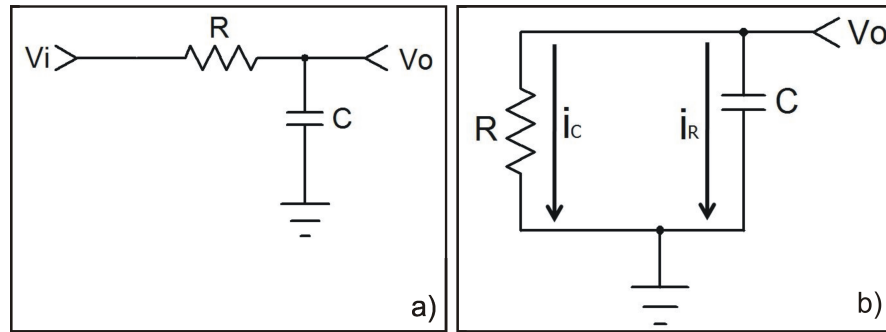


Figura 4.11. a) Análisis del circuito RC cuando el capacitor se carga. b) Análisis del circuito RC cuando el capacitor se descarga.

$$C \frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{R} = 0,$$

transformando al dominio de s

$$C(sv_o(s) - v_{o-}) + \frac{v_o(s)}{R} = 0,$$

donde v_{o-} es el voltaje almacenado en el capacitor. Despejando para $v_o(s)$ se tiene

$$v_o(s) = v_{o-} \left(\frac{1}{s + \frac{1}{RC}} \right),$$

aplicando el método del residuo

$$v_o(t) = v_{o-} e^{-\frac{t}{RC}},$$

Una simulación del circuito de la figura 4.13 se puede ver en la figura 4.12 en la cual se muestran la señal cuadrada y la señal de la portadora. El resultado experimental del circuito anterior se puede ver en la figura 4.14.

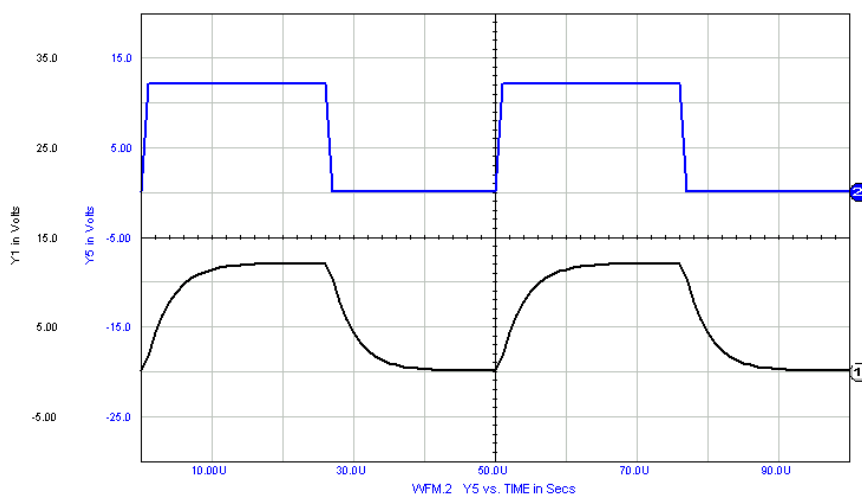


Figura 4.12. Simulación de la señal cuadrada del LM555 (arriba) y la señal portadora (abajo).

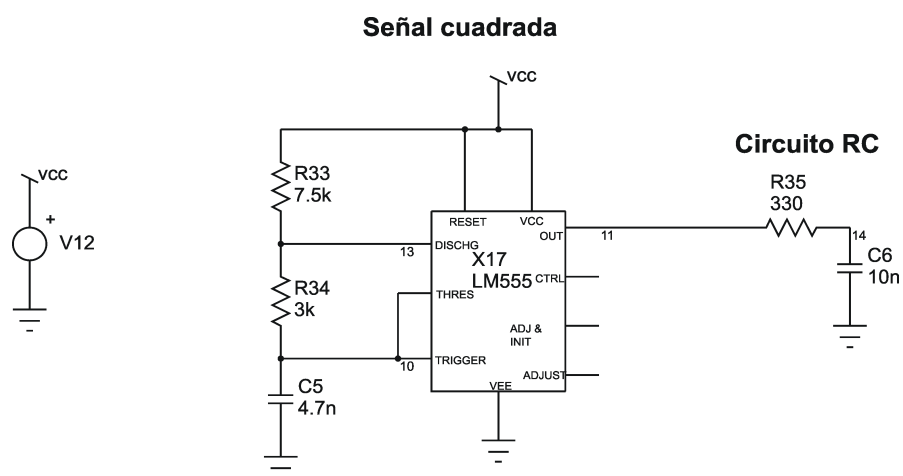


Figura 4.13. Circuito generador de la señal portadora.

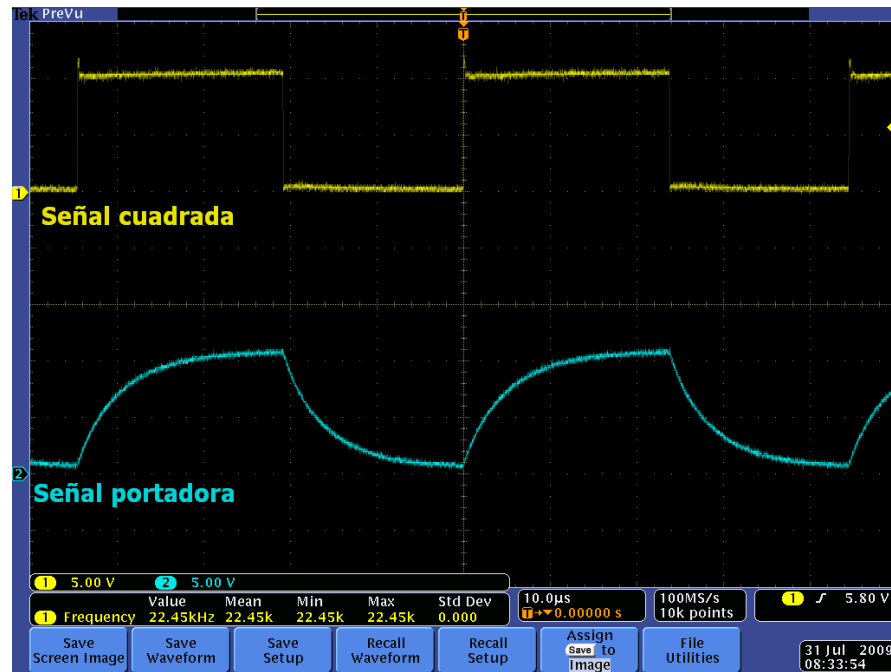


Figura 4.14. Señal cuadrada (arriba) y señal portadora (abajo) en forma experimental.

Circuito del comparador

Para realizar la comparación se utilizó el comparador LM311, el cual compara la señal salida del circuito de valor absoluto y la del circuito integrador, además cuenta con una salida de colector abierto para obtener el voltaje de salida que se requiera, para este trabajo se utilizó 5 volts, para tener la opción de trabajar el PWM con circuitos TTL.

Circuito de las señales de control del giro

Para determinar el sentido del giro, se utilizó un comparador LM311 configurado como comparador de cruce por cero para determinar si el voltaje de control es negativo (<0) y un inversor formado por un transistor configurado como interruptor para saber

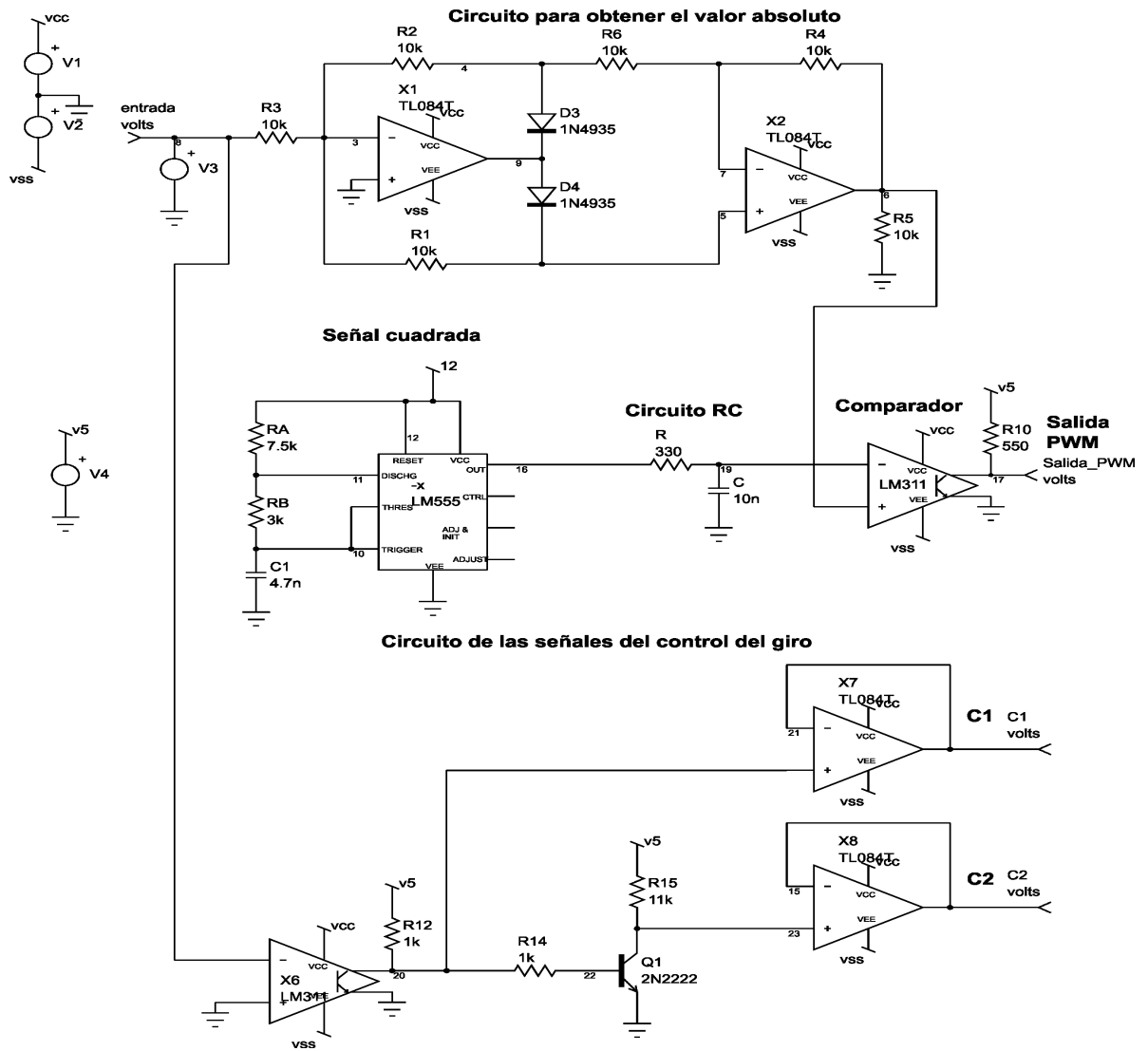


Figura 4.15. Circuito completo del PWM.

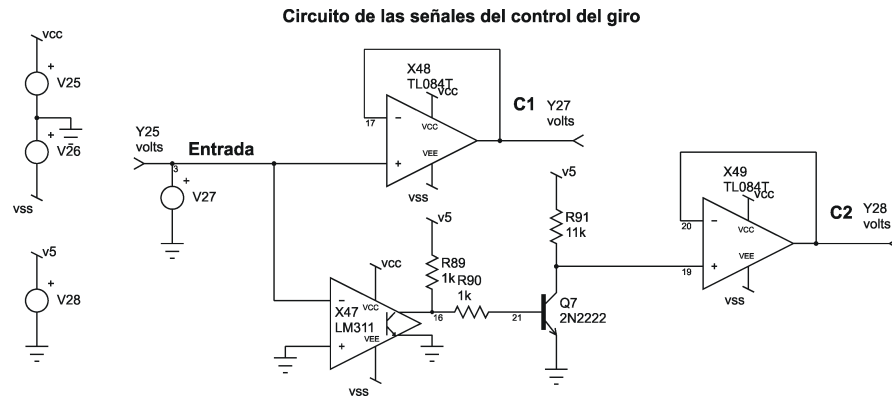


Figura 4.16. Circuito para determinar las señales de control del giro C1 y C2.

si es positivo (>0), ver la figura 4.16. Además se agregó a cada señal un seguidor de voltaje para acoplar las señales a la siguiente etapa. Una simulación de esta etapa se puede ver en las figura 4.19 y 4.20 mientras que el resultado experimental se puede observar en las figuras 4.17 y 4.18.

Ahora se tienen 3 señales (PWM, >0 y <0) con las cuales se manipulará el sentido del giro y la velocidad de un motor de CD a través del puente H. El circuito completo del PWM se puede ver en la figura 4.15.

4.1.2. El puente H

El puente H es una configuración de interruptores cuya función es la de conmutar una fuente de CD de tal forma que se pueda cambiar la polaridad del voltaje de la salida del puente. Un diagrama del puente H con conmutadores se puede observar en la figura 4.21. Dicha configuración se utiliza generalmente para controlar el sentido del giro de un motor de CD. Para que el puente H funcione correctamente se deben de activar los conmutadores C1 y C4, para girar en un sentido, o C3 y C2, para girar en

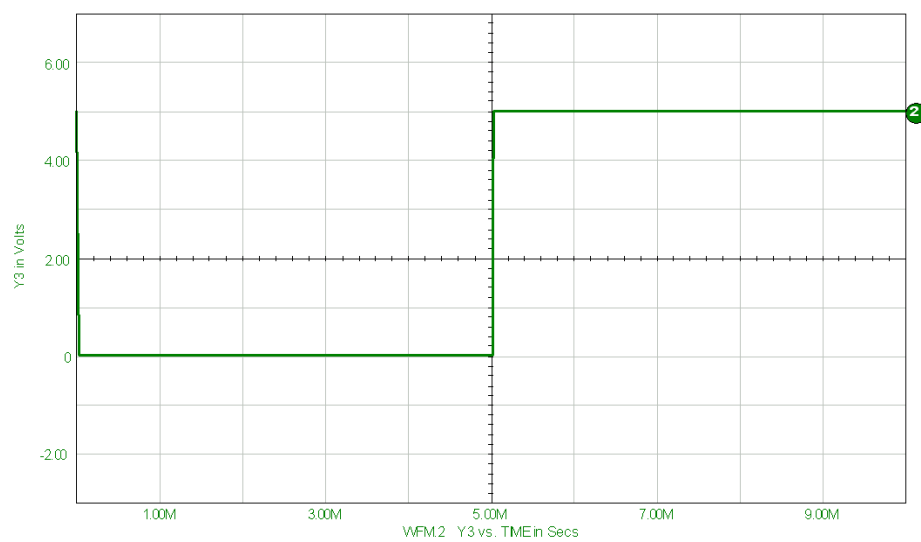


Figura 4.17. Simulación de la señal $c1$ (>0) a una entrada senoidal de 2 volt pico a una frecuencia de 100 Hertz.

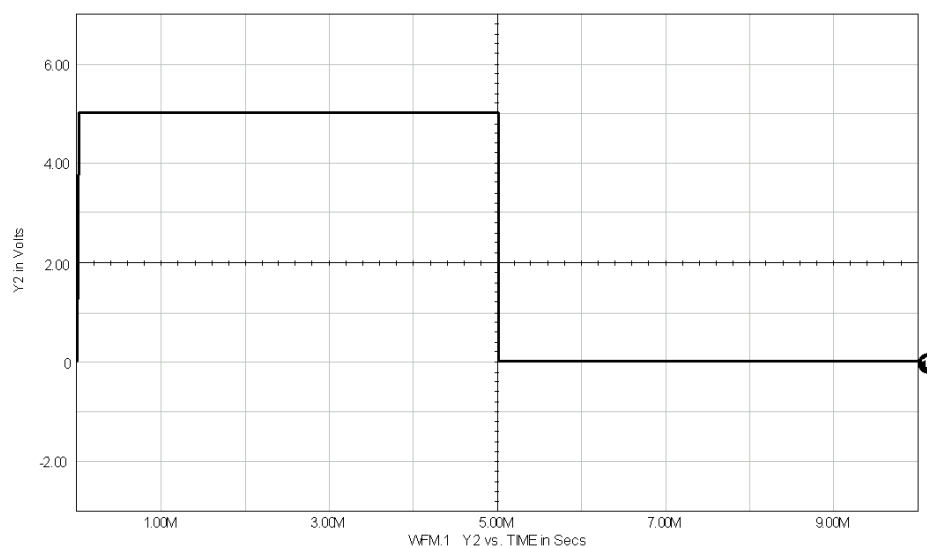


Figura 4.18. Simulación de la señal $c2$ (<0) a una entrada senoidal de 2 volt pico a una frecuencia de 100 Hertz.

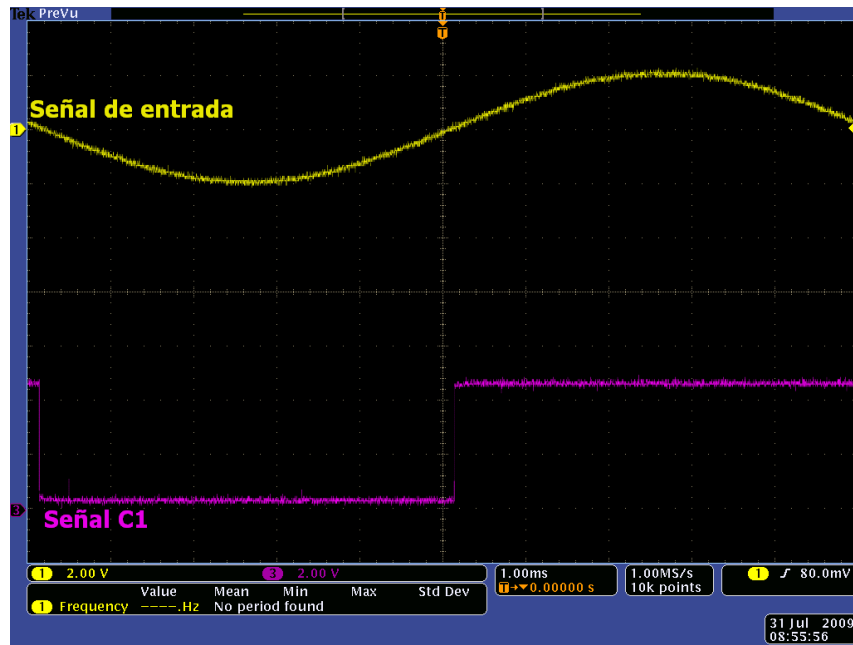


Figura 4.19. Señal $c1(>0)$ en forma experimental (abajo) y la señal senoidal de prueba (arriba).

sentido contrario, y para cualquier otra combinación no hay movimiento o se pone en corto circuito a la fuente lo cual pondría en peligro la integridad del puente H, esto lo podemos observar en la tabla 4.1 .

Una forma de realizar las conmutaciones para la configuración del puente H es utilizando transistores bipolares (BJT) configurados como interruptores. Sin embargo si se desea una conmutación rápida y/o más potencia en el puente H, es recomendable utilizar transistores tipo MOSFET.

Para el diseño del puente H se utilizaron los IRF1010 y el HIP4080 para controlar la conmutación de los transistores. El HIP4080 es un drive para MOSFET que cuenta con 4 señales de entrada para el control del puente H, de las cuales 2 son entradas de un comparador. Un diagrama a bloque del puente H con el HIP4080 se muestra en la

Tabla 4.1. Tabla de verdad del puente H.

C1	C2	C3	C4	A	B	Comportamiento del motor
0	0	0	0	Libre	Libre	No hay movimiento
0	0	0	1	Libre	0 V	No hay movimiento
0	0	1	0	Libre	12 V	No hay movimiento
0	0	1	1	Libre	Corto circuito	Corto circuito
0	1	0	0	0 V	Libre	No hay movimiento
0	1	0	1	0 V	0 V	No hay movimiento
0	1	1	0	0 V	12 V	Gira en un sentido
0	1	1	1	0 V	Corto circuito	Corto circuito
1	0	0	0	12 V	Libre	No hay movimiento
1	0	0	1	12 V	0 V	Gira en sentido contrario
1	0	1	0	12 V	12 V	No hay movimiento
1	0	1	1	12 V	Corto circuito	Corto circuito
1	1	0	0	Corto circuito	Libre	Corto circuito
1	1	0	1	Corto circuito	0 V	Corto circuito
1	1	1	0	Corto circuito	12 V	Corto circuito
1	1	1	1	Corto circuito	Corto circuito	Corto circuito

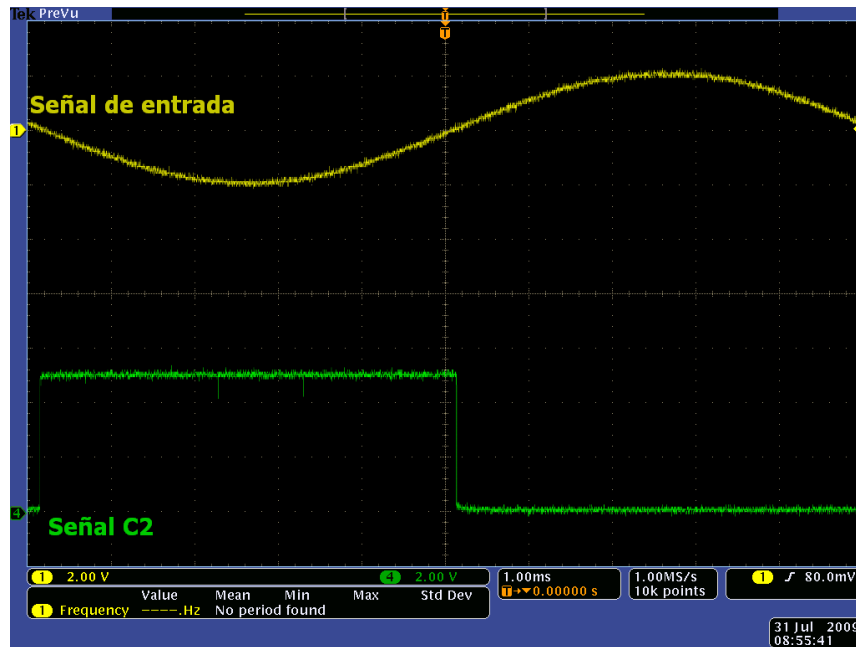


Figura 4.20. Señal $c2(<0)$ en forma experimental (abajo) y la señal senoidal de prueba (arriba).

figura 4.22. Las 6 salidas del HIP4080 se dividen en A y B que son los lados del puente que controlan. A su vez cada lado tiene una parte alta (AHO y BHO) y una baja (ALO y BLO), más una salida que se conecta a los surtidores (AHS y BHS) de cada uno de los MOSFETs, como se puede ver en la figura 4.22. El HIP4080 cuenta con 4 entradas que controlan a los transistores MOSFETs del puente como se muestra en la tabla 4.2. Tomando en cuenta dicha tabla se decidió utilizar la entrada DIS para conectar el paro de emergencia, conectar la salida PWM a la entrada HEN y conectar las señales que controlan el sentido del giro a la entrada $IN+$ y a la entrada $IN-$.

Para una buena presentación y un correcto funcionamiento se crearon circuitos impresos de los amplificadores de potencia anteriormente descritos. Para la realización de los circuitos impresos se utilizó el software Eagle 4.15. En las figuras 4.23 y 4.24 se

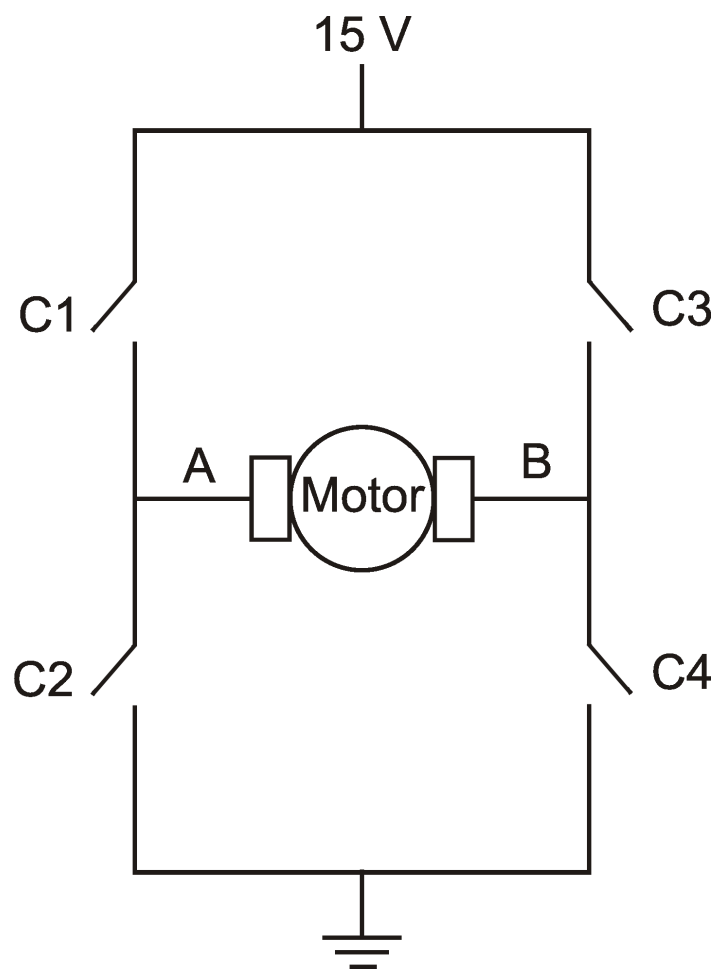


Figura 4.21. Diagrama de conmutadores de un puente H.

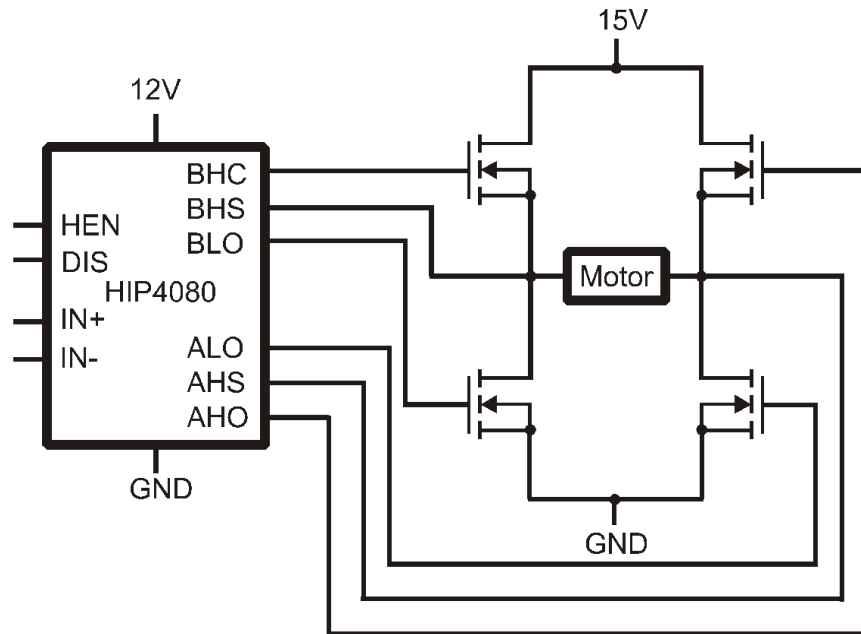


Figura 4.22. Diagrama a bloques de un puente H con el HIP4080.

muestra el esquemático y el impreso desarrollado en el Eagle respectivamente. El resultado final se muestra en las figuras 4.26 y 4.25. Cabe mencionar que los archivos de los circuito impresos estarán disponibles en el disco compacto adjunto a este trabajo de tesis.

4.2. Fuentes de voltaje de CD

La etapa de potencia tiene dos fuentes de CD, una de baja potencia y una de alta potencia, la cuales tienen como objetivo alimentar a los circuitos de esta etapa. A continuación se describirá a cada una de estas fuentes de alimentación.

La fuente de baja potencia alimenta al circuito PWM y al HIP4080. Esta fuente es de la marca ARTESYAN modelo NFS40-7628J de 30 W de potencia con las siguientes

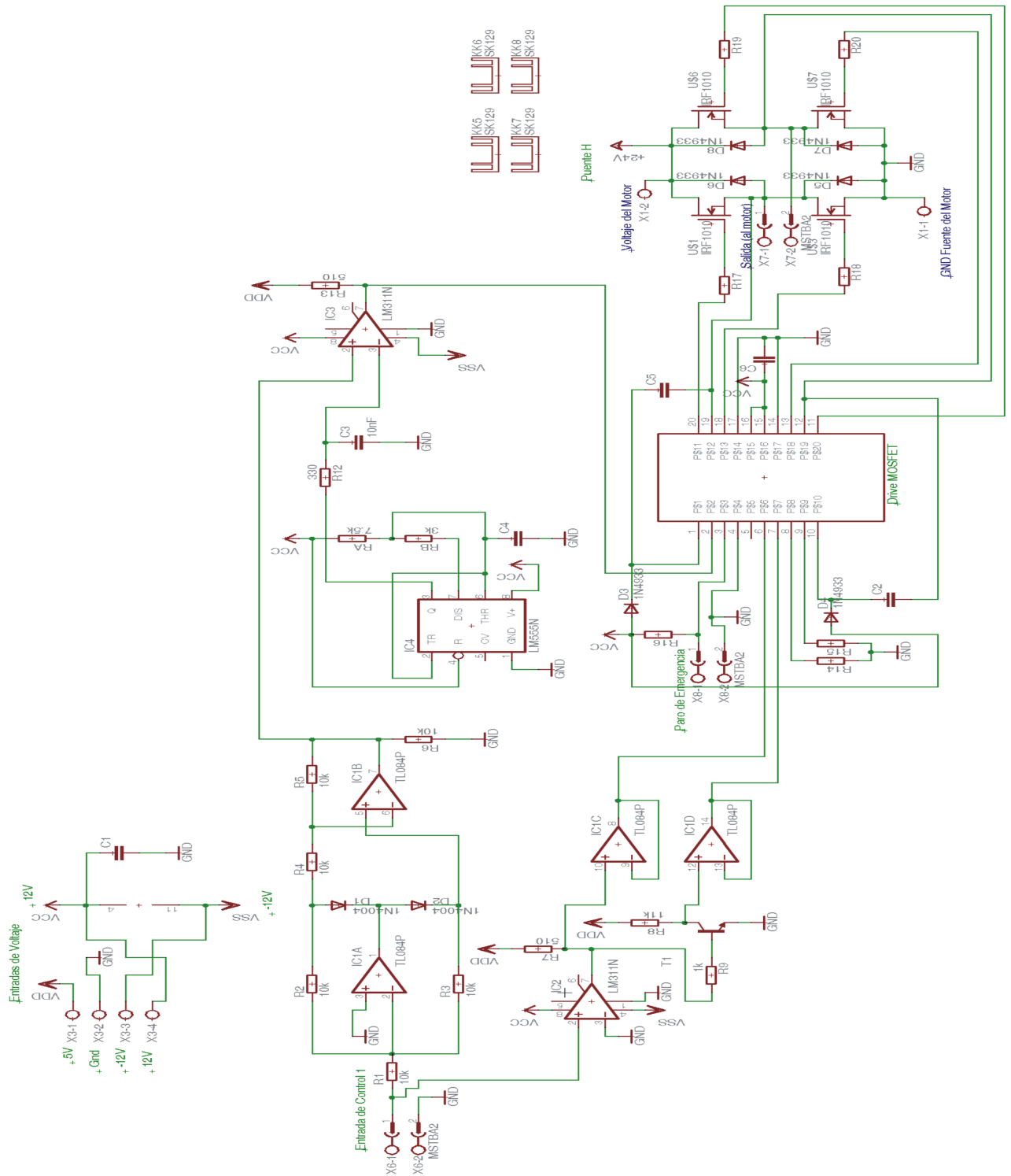


Figura 4.23. Esquemático del amplificador de potencia en el Eagle.

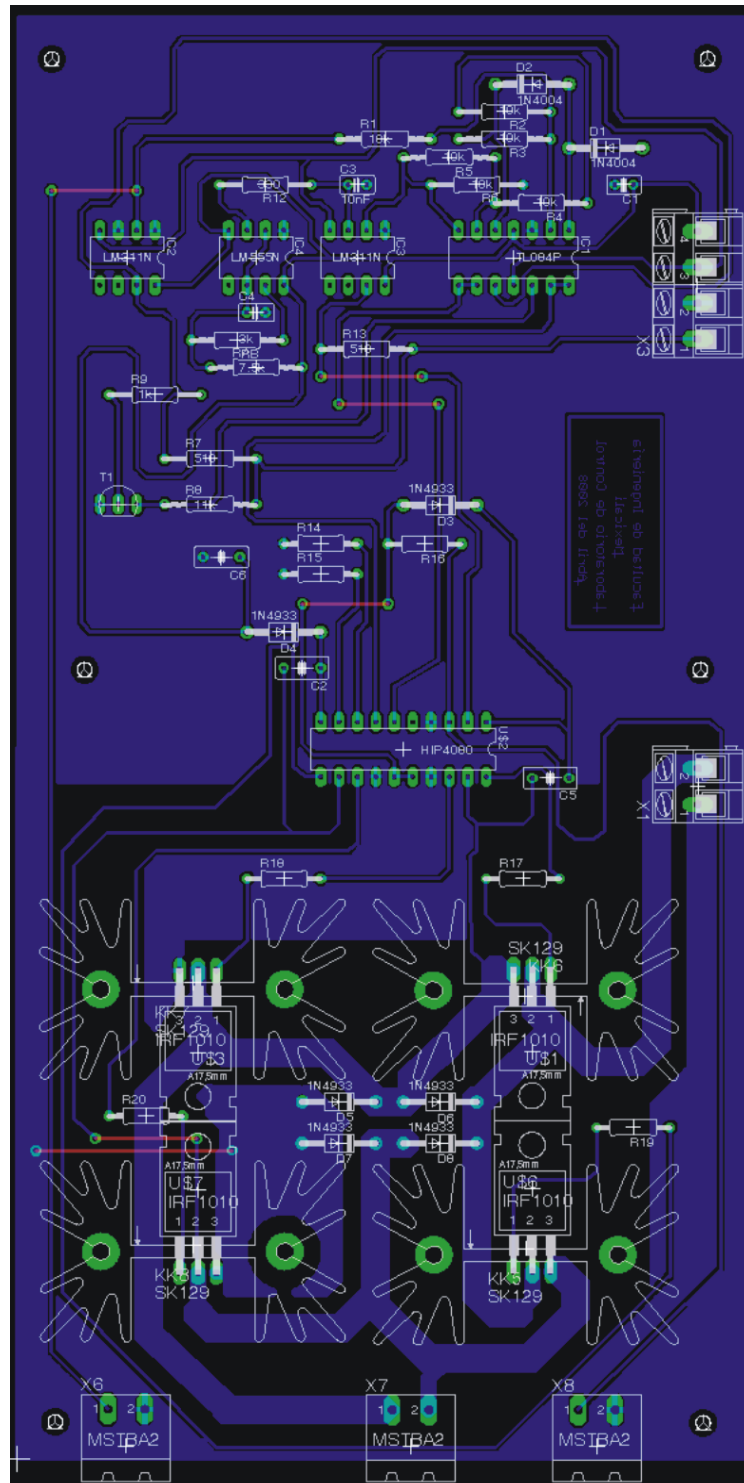


Figura 4.24. Impreso del amplificador de potencia en el Eagle.

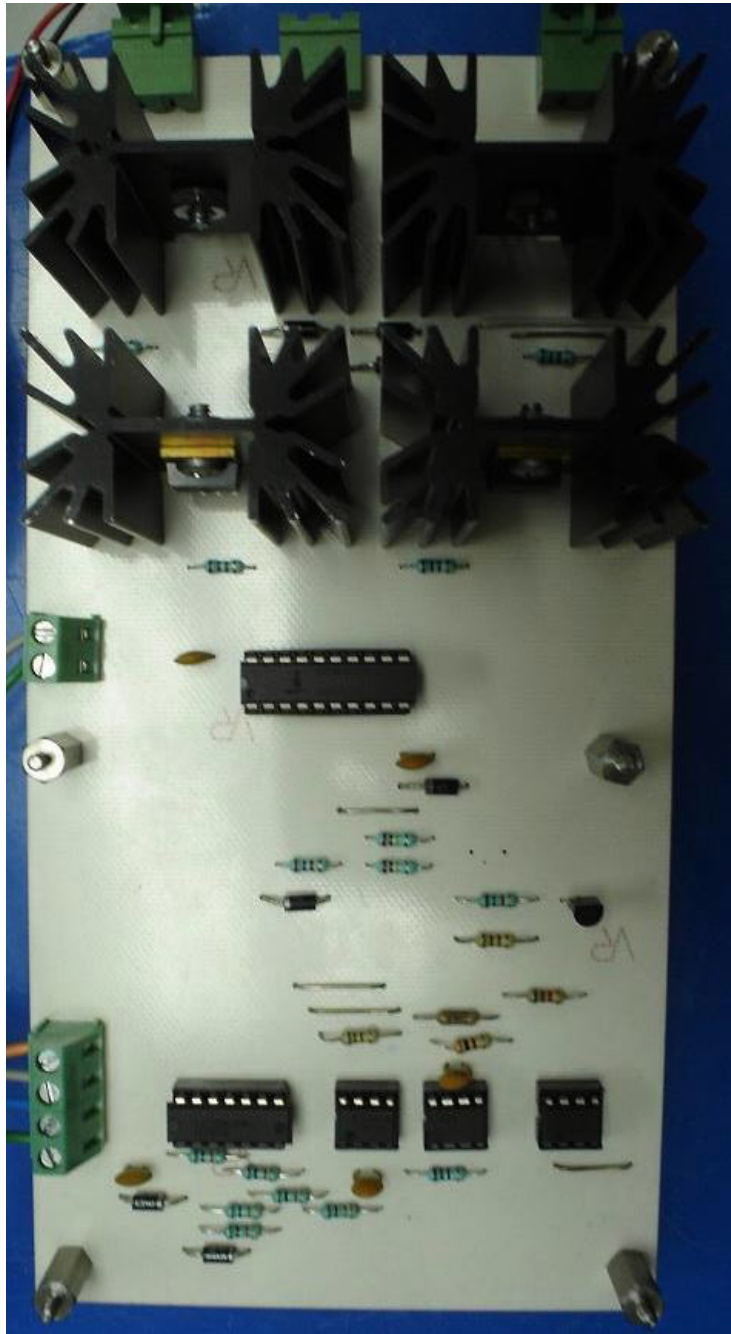


Figura 4.25. Fotografía de la parte superior del circuitos impreso del amplificador de potencia.

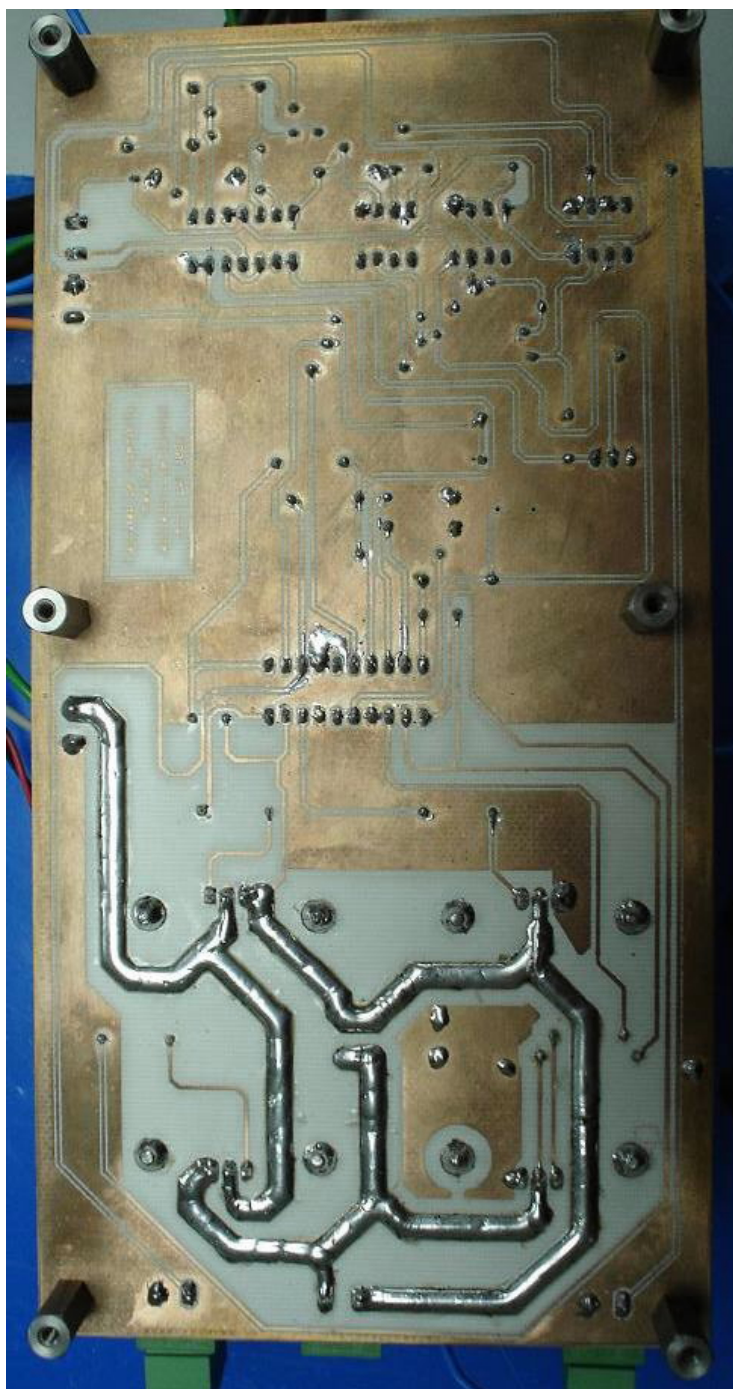


Figura 4.26. Fotografía de la parte inferior del circuito impreso del amplificador de potencia.

Tabla 4.2. Tabla de verdad del HIP4080.

INPUT			OUTPUT			
IN+>IN-	HEN	DIS	ALO	AHO	BLO	BHO
X	X	1	0	0	0	0
1	1	0	0	1	1	0
0	1	0	1	0	0	1
1	0	0	0	0	1	0
0	0	0	1	0	0	0

características: tres salidas de voltaje, una de 5.1 V a 4 A, otra de 12 V a 0.35 A y una de -12 V a 0.35 A.

La fuente de alta potencia alimenta el puente H la cual esta formada por un transformador toroidal T_1 , un puente de diodos PD_1 y un capacitor C_1 , un diagrama de esta fuente se puede ver en la figura 4.27. El transformador T_1 tiene una capacidad de 225 VA y es el encargado de disminuir el voltaje a 15 V pico. Luego, para rectificar la señal de la salida de T_1 se utilizó el MP356 que es un puente de diodos con una capacidad de soportar 420 V (RMS) y una corriente máxima de 35 A. Por último, para filtrar la señal rectificada se utilizó un capacitor C_1 con una capacitancia de 55000 μF y un voltaje máximo de 25 VCD. Las características de esta fuente se mencionan a continuación: cuenta con un voltaje de salida 15 V con una corriente máxima de 5 A.

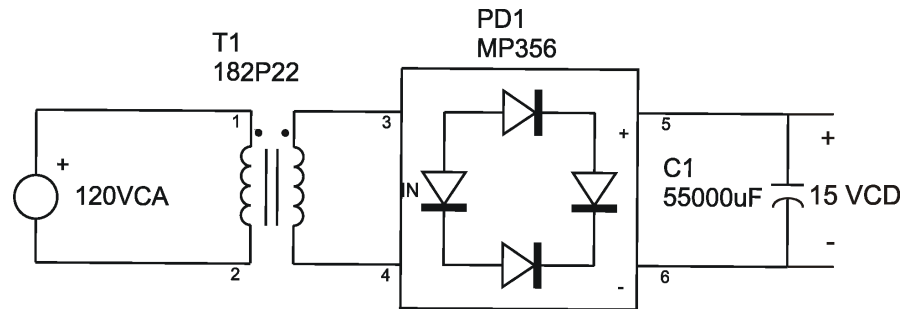


Figura 4.27. Diagrama de circuito de la fuente de alta potencia.

4.3. Integración de la etapa de potencia

Para la realización de experimentos con la etapa de potencia se debe tomar en cuenta la configuración de los conectores mostrada en la figura 4.3. En dicha figura se muestra la polaridad de las salidas; la definición de la polaridad de las salidas de la etapa de potencia se realiza en base a que, si se aplica un voltaje positivo en la entrada correspondiente, el motor realiza un giro en el sentido contrario a las manecillas del reloj.

El paro de emergencia es un interruptor normalmente abierto, el cual habilita la salida de la etapa de potencia al presionarlo y deshabilita a la salida al dejar de presionarlo. La adición del paro de emergencia (E-Stop) se debe a que las etapas de potencia se utilizarán en la realización de experimentos con mecanismos, por lo que existe la posibilidad que se se salgan de control y puedan causar un accidente.

4.4. Ilustración del desempeño

En esta sección se hablará del desempeño obtenido de la etapa de potencia a las pruebas realizadas. Para determinar un funcionamiento aceptable de la etapa de potencia se utilizó un señal de entrada cuadrada de ± 10 V a una frecuencia de 1 KHz. La utilización de este tipo de señal se debe a que la etapa de potencia debe ser capaz de implementar controladores discontinuos, por ejemplo control por modos deslizantes.

La prueba consistió en introducir la señal de prueba por medio de un generador de funciones, luego se conectó las salidas al motor 1 del mecanismo configurado como péndulo simple, y por último se presionó el paro de emergencia para iniciar la prueba. En la figura 4.28 se ilustra el desempeño del amplificador de potencia debido a la prueba anteriormente descrita. En dicha figura se puede ver la salida conmutada entre ± 15 V a una frecuencia de 1 KHz. También se observan algunos picos de voltaje, esto debido a que la señal portadora del PWM compara hasta valores cercanos a 10 V por lo que no se alcanza el 100% de ciclo de trabajo. El desempeño de la etapa de potencia mostrado en la figura 4.28 nos garantiza el correcto funcionamiento de la misma.

4.5. Conclusiones

En este capítulo se presentó el diseño y el desempeño de una etapa de potencia, la cual presenta buenas características para la realización de experimentos con mecanismos electromecánicos.

Una característica importante de esta etapa es la adición del paro de emergencia lo cual permite un mayor seguridad durante la realización de los experimentos.

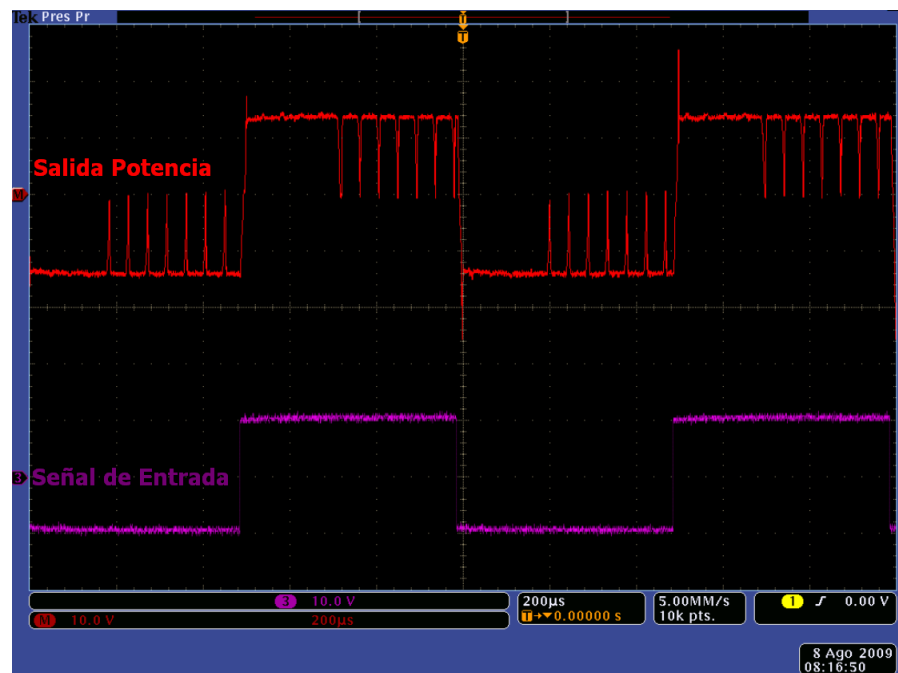


Figura 4.28. Salida del amplificador de potencia (arriba) debida a una señal de prueba (abajo).

Otra característica de la etapa de potencia es la versatilidad, debido a que no únicamente se puede utilizar para el mecanismo que fue diseñada, sino que también se puede utilizar en otros mecanismos que funcionen con motores de CD con escobillas. De hecho, actualmente se utiliza en mecanismos que se encuentran en el Laboratorio de Control de la Facultad de Ingeniería.

Por último, mencionar que el costo de la construcción de la etapa de potencia fue de alrededor de \$300 dólares sin contar la mano de obra y la elaboración de los circuitos impresos. Comparando el costo de este tipo de etapas en el mercado, cuyo costo se ubica alrededor de \$3,000 dólares, con lo que se justifica el hecho de diseñar y construir estas etapas.

Capítulo 5

Desarrollo de los circuitos acondicionadores de señales para encoders incrementales

El acondicionamiento de señales en un sistema de control tiene la función de adecuar la señal de los sensores de la planta, de tal forma que la información pueda emplearse para el cálculo de control.

Tomando en cuenta las características de los encoders del mecanismo dado en la sección 1 del capítulo 3, las características de la etapa de acondicionamiento de encoders incrementales son las siguientes: salida de voltaje de ± 10 VDC, resolución de $305 \mu\text{V}/\text{cuenta}$ y conteo de 1x, 2x ó 4x; además de un botón de reset.

Resumiendo, en este capítulo se muestra el diseño y funcionamiento de un circuito acondicionador de las señales de un encoder incremental. Dicho circuito está formado por el circuito integrado LS7184, un contador ascendente-descendente de 16 bits y un

covertidor digital analógico (CDA), un diagrama de este circuito se puede ver en la figura 5.1.

Es importante señalar que el desarrollo de estos circuitos permitirá la utilización de controladores analógicos, por ejemplo amplificadores operacionales, permitiendo una alternativa para la implementación de algoritmos de control. Todo ello cumpliendo con el objetivo de desarrollar un sistema lo más abierto posible.

5.1. Descripción del funcionamiento de un encoder incremental

Los encoders son sensores que se utiliza para la medición de posiciones angulares o longitudinales de un objeto. Estos sensores tienen una gran variedad de aplicaciones, por ejemplo, en impresoras, robots manipuladores, máquinas de ensamble, entre otras.

En general, los encoders son de dos tipos, ópticos o magnéticos. Los encoders de tipo óptico utilizan un LED como fuente de luz, dos o más fotodetectores y un disco con patrones de que permiten el paso de la fuente de luz y otros que la impiden; poseen velocidades de operaciones altas, altas resoluciones y operación en la mayoría de los ambientes industriales. Los encoders de tipo magnético utilizan para su funcionamiento el efecto Hall para la medición de la posición; generalmente se utilizan en aplicaciones de trabajo pesado, resistencia al polvo y a la humedad, tienen buena resolución y altas velocidades de operación.

Otra clasificación es por el tipo de señal de salida, en esta clasificación se encuentran los encoders absolutos y los encoders incrementales. Los encoders absolutos tienen como

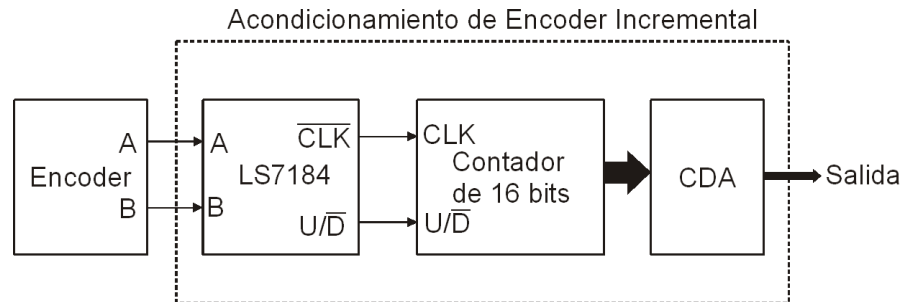


Figura 5.1. Diagrama a bloques del circuito acondicionador de señal de encoder incremental.

salida una palabra digital (binario o gray) mientras que la salida de un encoder incremental es una onda cuadrada; cabe mencionar que los encoders incrementales requieren de una etapa para determinar la posición y el sentido de la dirección del movimiento del objeto medido.

Los encoders incrementales pueden tener una o dos salidas dependiendo de la aplicación. Para aplicaciones donde no es importante el sentido de la dirección del movimiento se utiliza una salida. En cambio, para las aplicaciones donde se requiere conocer el sentido del giro, se utiliza la salida de cuadratura formada por dos salidas A y B desfasadas entre sí 90° eléctricos, siendo este hecho el que permite determinar el sentido de la dirección del movimiento. En la figura 5.2 se puede observar la salida de cuadratura de un encoder incremental.

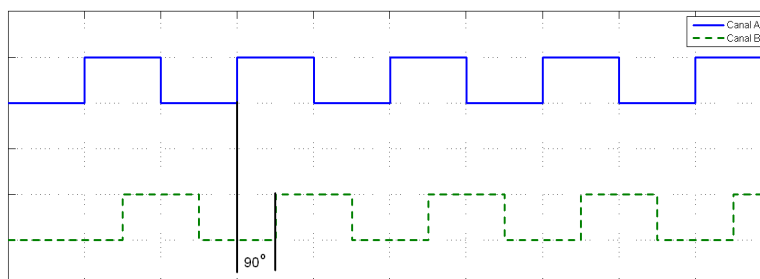


Figura 5.2. Señales del Encoder A y B desfasadas 90° entre sí.

5.2. Identificación del sentido del giro y medición de la posición

En esta sección se mostrará el diseño del circuito para la identificación del sentido del giro y de la posición. El circuito tiene al inicio una etapa formada por el circuito integrado LS7481. Este circuito integrado es capaz de identificar el sentido del giro y a su vez mandar pulsos a su salida de reloj. Posteriormente estos pulsos son acumulados en un contador de 16 bits y, dependiendo del sentido del giro, realizar un conteo ascendente o descendente, obteniendo así una relación entre los pulsos contados y una unidad de posición. Por último, el resultado de la acumulación de los pulsos es transformado a un voltaje analógico mediante un convertidor analógico digital de 16 bits.

5.2.1. Descripción del circuito integrado LS7184

El LS7184 es un circuito integrado especializado para trabajar con encoders incrementales, identifica el sentido del giro y genera pulsos en su salida de reloj; además de ser compatible con voltajes TTL y CMOS.

EL LS7481 cuenta con cuatro entradas A, B, MODE y Rbias. A y B son las entradas a las cuales se conectan las señales A y B del encoder incremental. La entrada MODE se utiliza para modificar la resolución o la cantidad de pulsos contados por periodo (1x, 2x ó 4x), para comprender mejor este concepto consultar la figura 5.3. Para configurar la resolución se necesita aplicar en la entrada MODE: un 0 digital para 1x, un 1 digital para 2x ó dejar sin conectar (flotante) para 4x. La entrada Rbias se utiliza para configurar el ancho del pulso de la salida de reloj. Para llevar a cabo esto se debe conectar una resistencia entre la entrada Rbias y tierra. La elección de la resistencia se elige tomando en cuenta a la gráfica RBIAS vs T_{ow} (tiempo de duración en alto del pulso), consultar la hoja de datos del LS7184; para el circuito diseñado se utilizó una resistencia de 100 K Ω .

El LS7184 cuenta con una salida de reloj (CLK) y con un up/down (U/ \bar{D}); la primera son pulsos de reloj que genera las cuentas a acumular y la segunda identifica el sentido del giro del eje del motor indicando con un 0 que la cuenta es descendente (down) o con un 1 si es ascendente (up).

5.2.2. Contador de 16 bits

Para complementar al LS7184, se desarrolló un contador ascendente-descendente de 16 bits para contar los pulso de la salida de reloj del LS7184. Dicho contador está compuesto de 4 contadores de 4 bits 74LS191 conectados en cascada y cuenta con un reset; esto se realiza cargando un 0 digital en paralelo de cada 74LS191.

El objetivo del contador consiste en obtener la acumulación de los pulsos de la salida de reloj del LS7184 y contar ascendente o descendente dependiendo de la salida U/ \bar{D} .

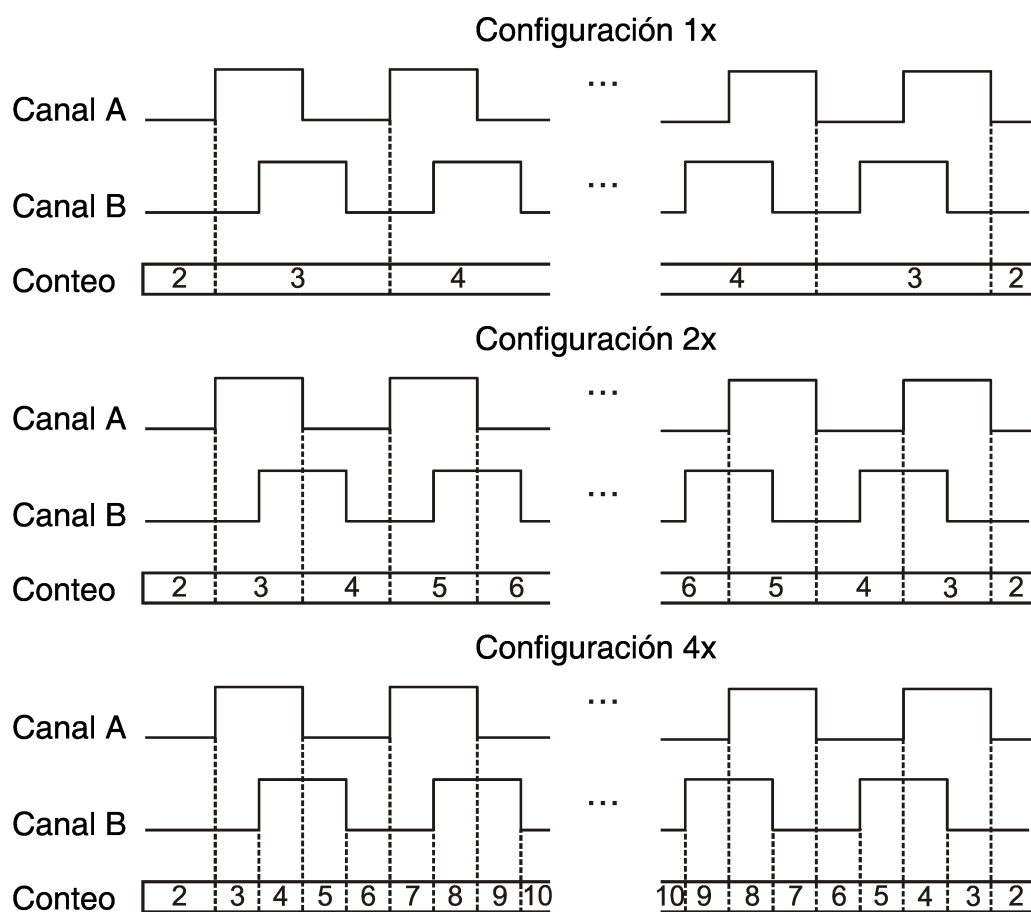


Figura 5.3. Configuraciones de la entrada MODE (1x, 2x ó 4x).

Posteriormente convertir las cuentas acumuladas en el contador a una señal de voltaje con el convertidor digital analógico.

5.2.3. Convertidor digital analógico (CDA)

Para el convertidor digital analógico (CDA) se utilizó el DAC712. El DAC712 es un CDA de 16 bits en paralelo con una salida ± 10 volts y cuenta con una resolución de 305 μV por bit. Adicionalmente se le agregó a la salida del CDA un amplificador operacional configurado como seguidor de voltaje para evitar problemas de acoplamiento; para esto se utilizó el amplificador operacional OP07.

En resumen, integrando todas las etapas del circuito acondicionador, la salida del DAC712 resulta en un voltaje proporcional al ángulo del eje del motor donde se encuentra el encoder incremental.

Para conocer el desempeño del circuito acondicionador se comparó el desempeño entre el circuito acondicionador y la etapa especial para encoders incrementales de la tarjeta ds1103 de la marca dSPACE. Para la comparación se conectó el encoder a las dos plataformas, el encoder se conectó directamente a la tarjeta ds1103 y al circuito acondicionador. Después se conectó la salida del circuito al canal analógico de entrada de la misma tarjeta. Posteriormente se aplicó una señal senoidal al péndulo simple en lazo abierto. En la figura 5.6 se observa el resultado de la prueba, en ella se puede evidenciar que el desempeño del circuito es similar al del obtenido por la tarjeta ds1103. También se aprecia que la señal del circuito acondicionador presenta ruido, sin embargo, tiene un desempeño aceptable considerando las desventajas de trabajar en forma analógica.

Una vez que se probó el correcto funcionamiento del circuito completo se realizó el

diseño del circuito impreso, esto se realizó en el software Eagle 4.15. El circuito impreso se realizó en una tablilla 10 x 10 cm doble cara de una onza de cobre. Se utilizó la técnica de transferencia de calor para pasar el circuito a la placa de cobre. Por último, se eliminó el cobre no necesario sumergiendo la placa en cloruro férrico.

En la figura 5.4, se observa el diagrama en esquemático del circuito impreso diseñado en el software Eagle 4.15. El circuito final soldado y con componentes se puede ver en la figura 5.5.

5.3. Conclusiones

En este capítulo se muestra el diseño, construcción y desempeño de una etapa acondicionadora de señal para encoders incrementales. Dicha etapa genera un voltaje proporcional al ángulo del eje del motor utilizado.

La etapa de acondicionamiento muestra resultados aceptables considerando que se está trabajando con circuitos analógicos.

El desarrollo de este circuito permite experimentar con controladores implementados en forma analógica y realizar comparaciones entre controladores digitales y analógicos.

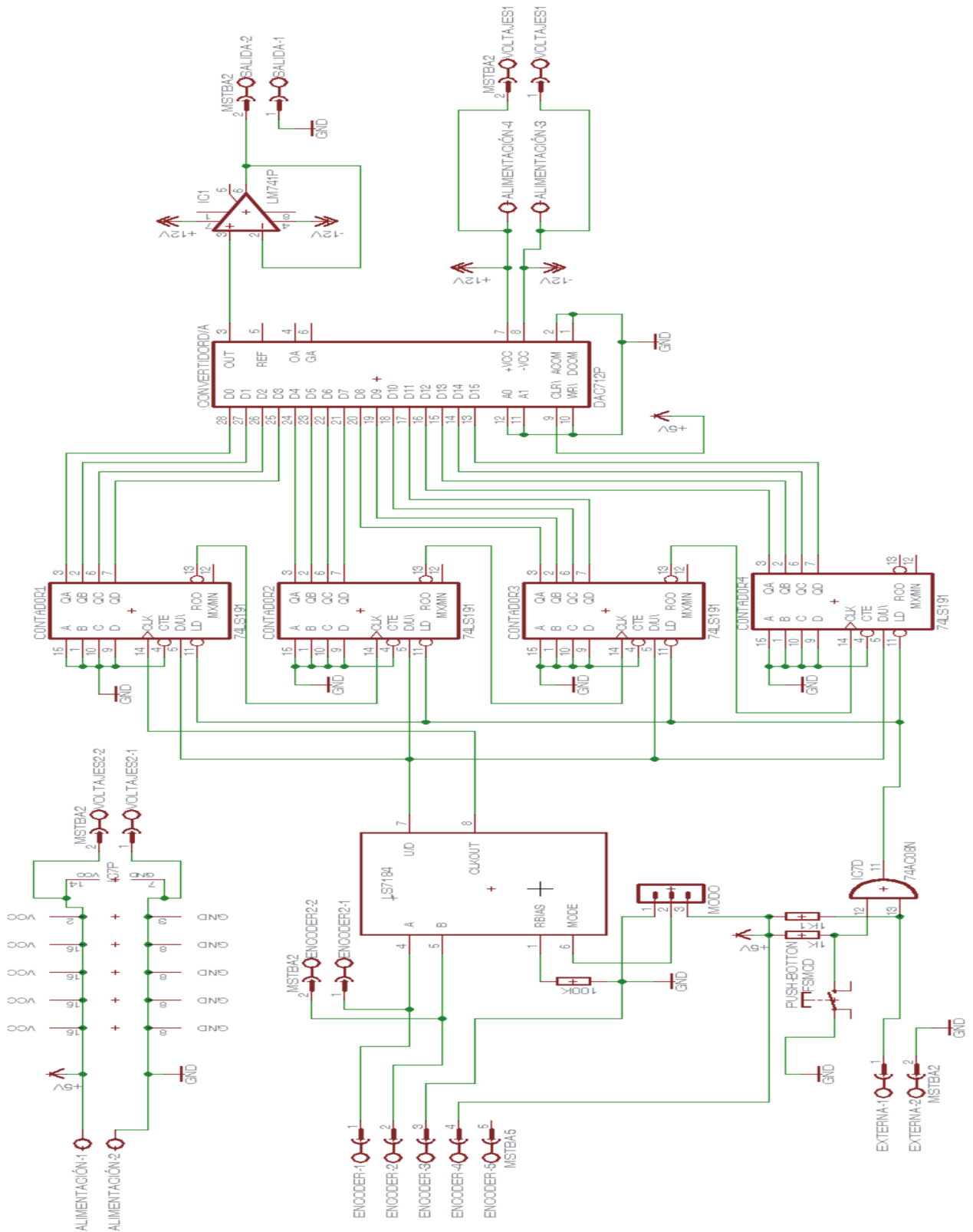


Figura 5.4. Esquemático del circuito acondicionador de encoder incremental.

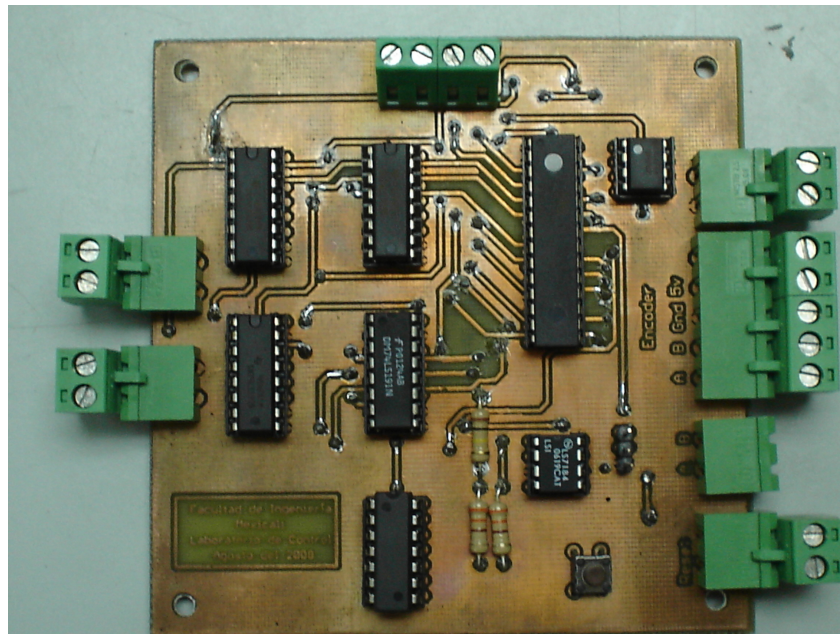


Figura 5.5. Fotografía del circuito impreso por la parte de arriba.

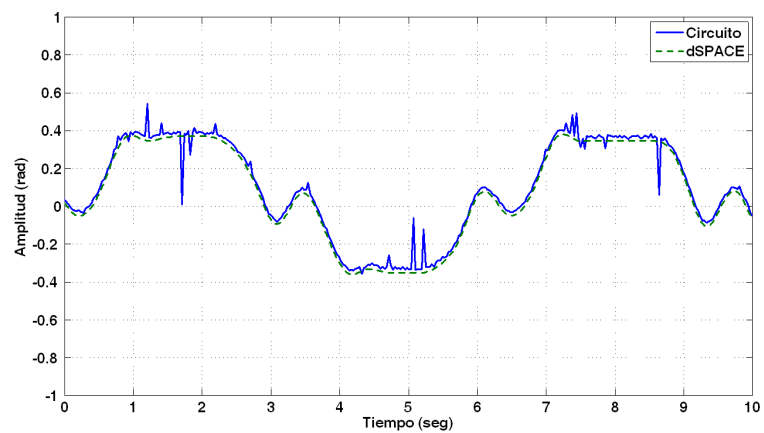


Figura 5.6. Comparación del desempeño entre el circuito acondicionador de encoder incremental y la entrada especial para encoder incremental de la tarjeta dSPACE.

Capítulo 6

Control del mecanismo

El algoritmo de control es la parte más importante en un sistema de control debido a que permite la manipulación de la dinámica de un sistema a través de sus entradas, de una señal de referencia y de sus salidas.

En este capítulo se presenta la implementación de técnicas de control para mostrar el funcionamiento sistemas completo en lazo cerrado. En la primera sección se habla sobre los sistemas de tiempo real y su importancia en los sistemas de control. También se muestran las características de dos sistemas en tiempo real, uno de la marca National Instruments y otro de la marca dSPACE, ambos sistemas disponibles en el Laboratorio de Control de la Facultad de Ingeniería campus Mexicali.

En la siguiente sección se ilustra el control de un péndulo simple bajo el objetivo de seguimiento de trayectoria con un control por retroalimentación lineal del estado. Dicho control se realizó en las dos plataformas anteriormente mencionadas. Después se presenta el desempeño de un algoritmo para el control de un péndulo simple, el cual consiste en identificar perturbaciones del sistema para compensarse después. Para la realización

de lo anterior, primero se utilizó una linealización por retroalimentación para ver el desempeño sin compensar perturbaciones. Luego se utiliza la metodología presentada en [18] para la identificación de las perturbaciones del sistema y posteriormente compensar la perturbación identificada.

Por último, se presenta el desempeño de un control por modos deslizantes con compensación de la gravedad, con el objetivo de mostrar la posibilidad de implementar controladores discontinuos en el mecanismo.

6.1. Sistemas en tiempo real

Aunque el término tiempo real es frecuentemente utilizado en muchos campos de ingeniería, está sujeto a diferentes interpretaciones, que no siempre son correctas. Frecuentemente la definición de tiempo real es utilizada como sinónimo de "multi-tarea" ("multi-hilo"), aunque esto no sea totalmente cierto [22]. También dicho término es confundido con la capacidad de ciertos sistemas de reaccionar rápidamente a los eventos externos, por lo que, de acuerdo con esta interpretación un sistema es considerado como de tiempo real si es rápido [21], lo cual es erróneo.

Los sistemas en tiempo real se pueden definir como aquellos sistemas en los que la exactitud no depende únicamente del resultado del cálculo realizado sino también del tiempo en el cual los resultados son producidos [20]. A dicho tiempo se le denomina plazo (*deadline*), el cual se define como el tiempo máximo en el cual el sistema deberá completar su ejecución [21]. Este plazo es lo que diferencia un sistema en tiempo real de uno que no lo es.

Los sistemas en tiempo real se encuentran en una diversidad de aplicaciones por ejemplo, el control de experimentos de laboratorio, el control de motores de automóviles, sistemas de comando y control, plantas energía nuclear, plantas de control de procesos, sistemas de control de vuelos, transbordador espacial y aviónica de las aeronaves [20].

Los sistemas en tiempo real se pueden clasificar en estrictos (*hard*) y no estrictos (*soft*), esto dependiendo de las consecuencias causadas por la pérdida de plazos (*deadline*). Un sistema en tiempo real se dice ser estricto si la pérdida de plazos puede tener consecuencias catastróficas en el sistema controlado, por otro lado, se dice ser no estricto si la pérdida de plazos causa una degradación en el desempeño pero no pone en peligro el correcto funcionamiento del sistema [21].

La importancia de los sistemas en tiempo real, específicamente en el área de control automático, radica básicamente en el hecho de que las tareas u operaciones a realizar por el controlador se deben de ejecutar en un plazo constante (determinístico) y en el menor tiempo posible ya que se considera el diseño del controlador en tiempo continuo. Cabe mencionar que el incumplimiento de lo anterior puede ocasionar que un sistema se salga de control. Para los algoritmos de control que se implementarán en este trabajo se requerirá al menos un plazo de 1 ms, sin embargo, se buscará disminuir ese tiempo lo más posible sin dejar que se pierda la ejecución en tiempo real.

6.1.1. Características del NI cRIO 9014

A continuación se mencionan algunas características de un sistema en tiempo real basado en el cRIO 9104 de la marca National Instruments. El sistema está formado los siguientes componentes: un NI cRIO 9014, un NI cRIO 9104, un NI cRIO 9236, un NI

9205 y un NI 9401.

El NI cRIO 9014 es un controlador en tiempo real con un procesador MPC5200 a 400 MHz de la marca Freescale. El cRIO 9014 está acompañado de un chasis reconfigurable NI 9104 el cual posee un FPGA Virtex II con 3 millones de compuertas de la marca Xilinx.

El sistema tiene varios módulos de entradas y salidas. El NI 9262 es un módulo de 4 salidas analógicas con un voltaje de ± 10 V, 16 bit de resolución y 100KS/s simultáneos. El NI 9205 es un módulo de 32 entradas analógicas de una sola terminal o 16 diferenciales. Cada salida tiene una resolución de 16 bit y un rango de muestreo acumulado de 250 KS/s. Posee rangos de entrada programables de ± 200 mV, ± 2 V, ± 5 V y ± 10 V. Por último, el NI 9401 es un módulo de 8 canales de entrada/salida a 100 ns reconfigurables. Dentro de las configuraciones tiene una configuración especial para encoders incrementales.

La programación del cRIO se realiza en el programa LabVIEW y se comunica de la computadora al controlador a través de la conexión de Ethernet con cable cruzado (*crossover*). El LabVIEW es un programa que utiliza el lenguaje G, el cual se caracteriza por la utilización de bloques para la realización de programas. Dicho programa es desarrollado por National Instruments.

6.1.2. Características del DS1103

A continuación se mencionan algunas características del DS1103 PPC Controller Board de la marca dSPACE. El DS1103 es un controlador en tiempo real formado por un procesador Power PC 750GX a 1 GHz, además cuenta con un DSP esclavo TMS30F240

a 20 MHz de la marca Texas Instruments. El DS1103 posee entradas analógicas, salidas analógicas, entradas y salidas digitales, entradas especiales para encoders incrementales, entre otras características.

El DS1103 tiene 16 entradas analógicas multiplexadas y 4 en paralelo. Las entradas tienen una resolución de 16 bit con un voltaje de ± 10 V. Los canales multiplexados tienen un tiempo de conversión de $1 \mu\text{s}$ mientras que los canales en paralelo tienen 800 ns. Las 8 salidas analógicas que posee el DS1103 son de 16 bit con un voltaje de ± 10 V.

El DS1103 tiene 32 canales digitales organizadas en grupos de 8 bit los cuales pueden ser salidas o entradas, esta configuración se realiza por software. Por último, el DS1103 tiene 6 canales independientes para encoders incrementales. Dichos canales pueden alimentar directamente a los encoders incrementales con 5 V a 1.5 A.

La programación de este controlador se realiza a través del programa Simulink de MATLAB. En Simulink se desarrolla el programa por medio de bloques de configuración de controlador de dSPACE y bloques del mismo Simulink. Posteriormente el programa desarrollado se compila para C con el compilador Microtec y se carga en el controlador DS1103. Para la adquisición y visualización de datos se requiere del programa Controldesk de dSPACE.

6.2. Control de un péndulo simple

Para esta configuración del mecanismo se implementaron varias técnicas de control. Dichas técnicas requieren de la disponibilidad completa del vector de estado, sin em-

bargo, no se cuenta con la medición completa del vector de estado. Para solucionar este tipo de problemas se han utilizado observadores de estado. Uno de los más utilizados es el observador de Luenberger [19] diseñado para sistemas lineales, el cual puede estimar en forma teórica el vector de estado, no obstante, en la práctica es difícil lograr buenos resultados, además de que generalmente los sistemas son no lineales y se desconoce el valor exacto de los parámetros del sistema. Sin embargo, se han realizado adaptaciones de este observador para sistemas no lineales. En [18] se presenta un observador basado en el observador de Luenberger, el cual presenta buenas propiedades de robustez debido a que se introduce intencionalmente un modo deslizante. La robustez de este observador le permite obtener estimaciones del vector de estado a pesar de incertidumbres paramétricas o a perturbaciones acotadas. Debido a todo esto se optó por utilizar este observador de estado.

6.2.1. Comparación del desempeño del NI cRIO 9014 y del DS1103 utilizando un control por retroalimentación lineal del estado.

A continuación se presenta una comparación del desempeño del NI cRIO 9014 y el DS1103, para lo cual se utilizó un control por retroalimentación lineal del estado bajo el objetivo de seguimiento de trayectoria. Se utilizó una señal $ref = 0.3 \sin t$ como referencia.

Recordando el modelo del péndulo simple

$$\dot{x}_1 = x_2$$

$$\dot{x}_2 = -a \sin x_1 - bx_2 + cu$$

y linealizando alrededor del origen

$$\dot{x}_1 = x_2$$

$$\dot{x}_2 = -ax_1 - bx_2 + cu$$

donde $a = 57$, $b = 2.33$ y $c = 10.21$.

Sea el error $e_1 = x_1 - ref$ y $e_2 = x_2 - \dot{ref}$, por lo que, la dinámica del error esta dada por

$$\dot{e}_1 = e_2$$

$$\dot{e}_2 = -ax_1 - bx_2 + cu - \ddot{ref}$$

se propone la siguiente ley de control

$$u = \frac{1}{c}(r\ddot{e}f + k_1e_1 + k_2e_2)$$

donde k_1 y k_2 son las constantes de retroalimentación.

Considerando el modelo del péndulo, se propone el siguiente observador de estado

[18]

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}_1 &= \hat{x}_2 + h_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 &= -a \sin(x_1) - b\hat{x}_2 + cu + h_2 \\ \hat{y} &= \hat{x}_1\end{aligned}$$

donde

$$h_1 = c_1(y - \hat{y})$$

y

$$h_2 = c_2((y - \hat{y})) - c_3 \text{sign}(y - \hat{y})$$

A continuación se muestran los experimentos realizados en las dos plataformas anteriormente descritas. Se utilizó un paso de integración de 1 ms para los dos casos. Los experimentos se realizaron con las siguientes constantes: $k_1 = -25$, $k_2 = -1$, $c_1 = 20$, $c_2 = 1$ y $c_3 = 15$.

En la figura 6.1 se muestra el desempeño del control por retroalimentación del estado aplicado al péndulo simple, llevado a cabo en las dos plataformas. En dicha figura se muestra un desempeño muy similar. Sin embargo, en la figura 6.2 se puede ver que el error del observador es mayor en la ejecución en el NI cRIO 9014 que en DS1103, por lo que la estimación del estado es mejor en la plataforma del dSPACE. En la misma figura también se puede observar que en el DS1103 se pueden ejecutar experimentos con un paso de integración de $1 \mu\text{s}$, lo que reduce el error del observador.

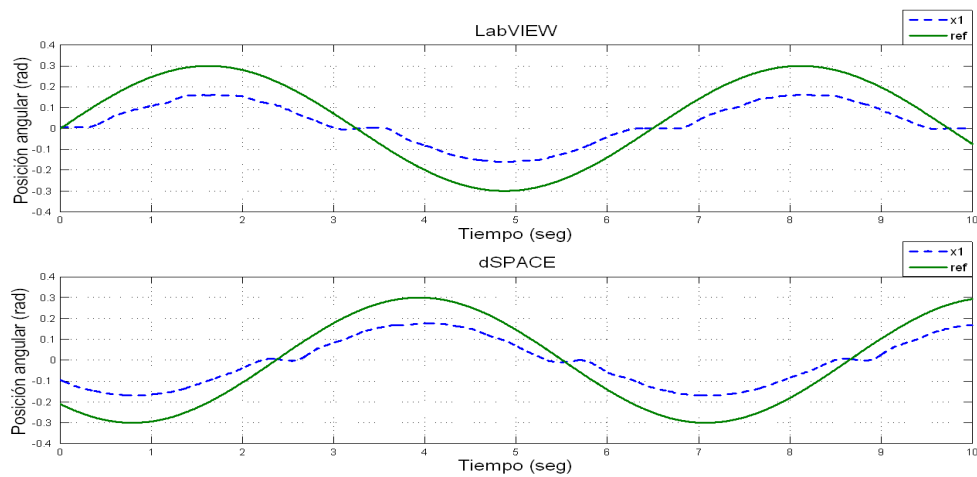


Figura 6.1. Comparación entre LabVIEW y dSPACE.

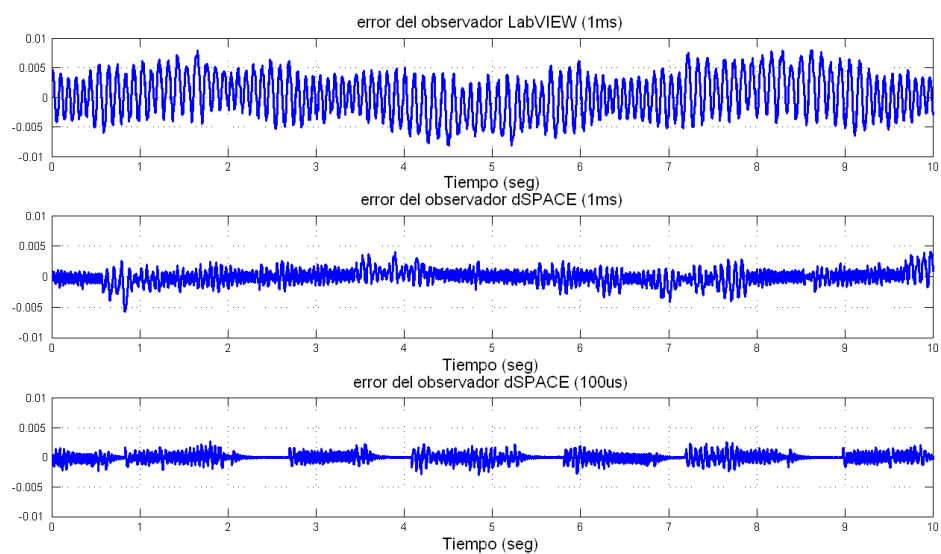


Figura 6.2. Error del observador.

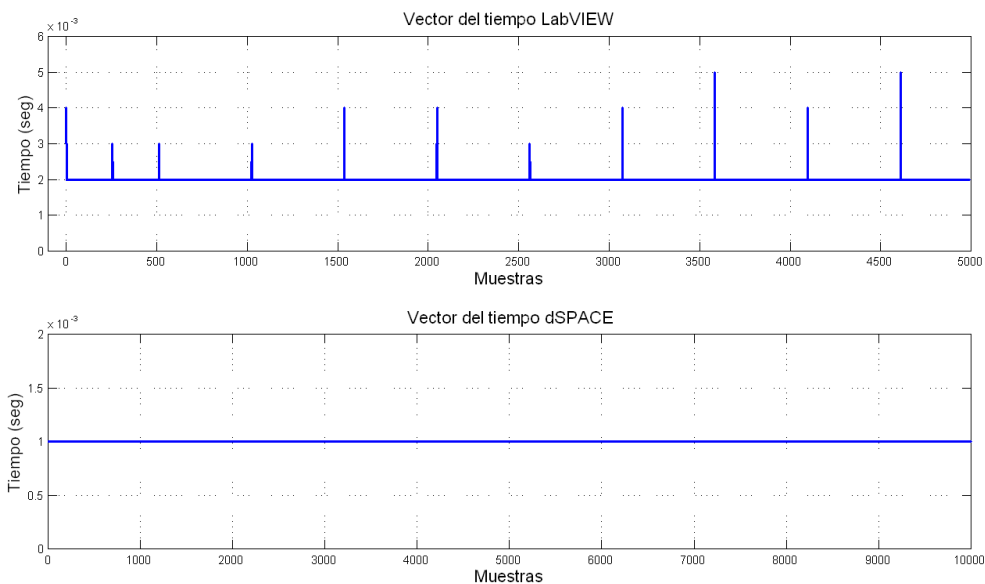


Figura 6.3. Vector del tiempo.

Después se analizaron los datos del vector del tiempo para verificar el paso de integración. En la figura 6.3 se muestra la diferencia en tiempo entre cada una de las muestras del vector del tiempo generado por cada una de las plataformas. Algo interesante fue que el vector del tiempo generado en el cRIO, configurado en 1 ms, la mayoría de los valores del paso de integración son de 2 ms, inclusive algunos mayores a 2 ms. Por otro lado, el vector generado por el DS1103 muestra un paso de integración de 1 ms, tal y como se había programado. Tomando en cuenta lo anterior se tomó la decisión de trabajar con el DS1103 de dSPACE para la realización de los siguientes experimentos.

6.2.2. Control linealización por retroalimentación

En esta parte se presenta el desempeño del control de un péndulo simple bajo el objetivo de seguimiento de trayectoria utilizando un algoritmo de control el cual consiste en identificar perturbaciones del sistema por medio de un observador y un filtro pasabajas de primer orden [18] y luego compensar las perturbaciones.

El modelo del péndulo simple esta dado por

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2, \\ \dot{x}_2 &= -a \sin x_1 - bx_2 + cu + \gamma(t),\end{aligned}$$

donde $\gamma(t)$ es una perturbación acotada. Luego, se utiliza el siguiente observador

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}_1 &= \hat{x}_2 + h_1, \\ \dot{\hat{x}}_2 &= -a \sin(\hat{x}_1) - b\hat{x}_2 + cu + h_2, \\ \hat{y} &= \hat{x}_1,\end{aligned}\tag{6.1}$$

donde

$$h_1 = c_1(y - \hat{y}),$$

y

$$h_2 = c_2((y - \hat{y})) - c_3 \text{sign}(y - \hat{y}),$$

la dinámica del error esta dada por

$$\dot{e}_1 = e_2,$$

$$\dot{e}_2 = -a \sin x_1 - bx_2 + cu - r\ddot{e}f,$$

se propone el siguiente control $u = \frac{1}{c}(a \sin x_1 + b\hat{x}_2 + r\ddot{e}f + \alpha_1 e_1 + \alpha_2 e_2)$ donde α_1 y α_2 son constantes de retroalimentación y $e_1 = x_1 - ref$ y $e_2 = x_2 - \dot{ref}$.

Para el experimento se utilizaron las siguientes constantes $a = 7.21$, $b = 0.091$, $c = 4.54$, $c_1 = 10$, $c_2 = 1$, $c_3 = 30$, $\alpha_1 = -8$ y $\alpha_2 = -1$. En las figuras 6.4 y 6.5 se muestra el desempeño del control linealización por retroalimentación. Por otro lado, en la figura 6.5 se muestra el error de posición entre x_1 y la referencia, cual varía entre -0.024 y 0.03 radianes. De lo anterior se puede decir que el desempeño es el esperado debido a que no se cuenta con un modelo exacto y no se consideran perturbaciones intrínsecas del sistema.

Para mejorar el desempeño del sistema se utiliza la metodología anteriormente mencionada, la cual consiste en identificar las perturbaciones del sistema mediante el observador (6.1) y un filtro pasa bajas. Por lo que se propone el siguiente filtro de primer orden

$$\dot{x}_f = -kx_f + ku_f,$$

donde x_f es la salida del filtro y la perturbación identificada, $u_f = c_3 \text{sign}(y - \hat{y})$ y es la entrada del filtro, por último k es una constante del filtro que modifica la frecuencia de corte y se propuso un valor de 100.

Proponiendo una nueva u en cual se considera la compensación de la perturbación

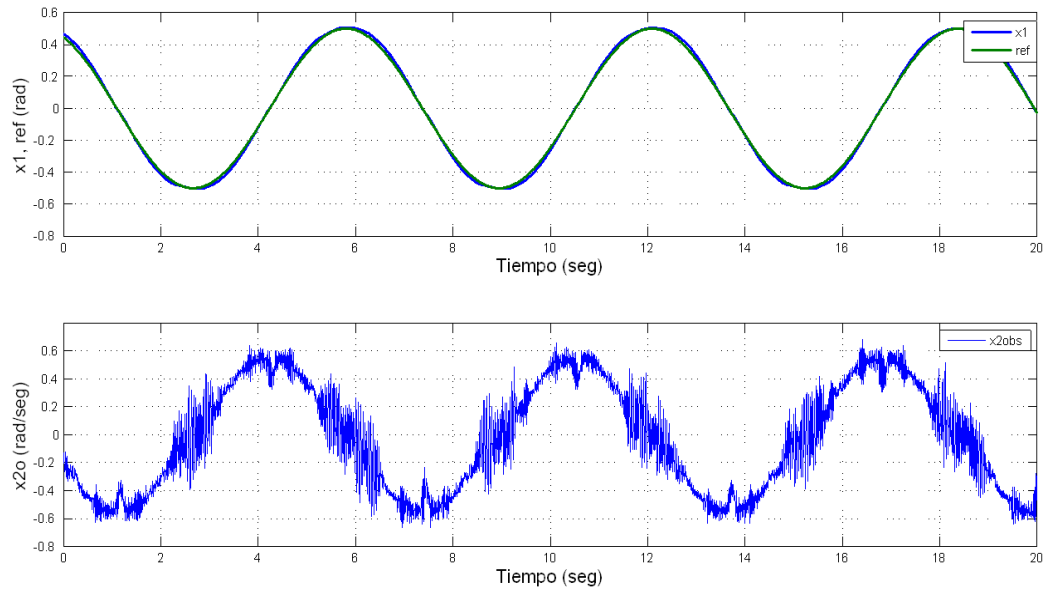


Figura 6.4. Posición (x_1), referencia (ref) y velocidad estimada (\hat{x}_2).

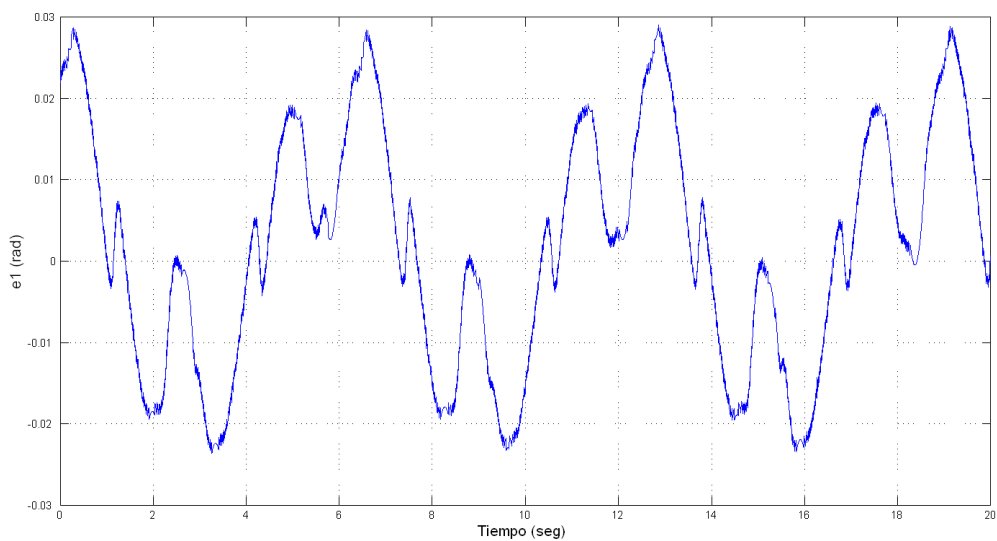


Figura 6.5. Error de posición e_1 .

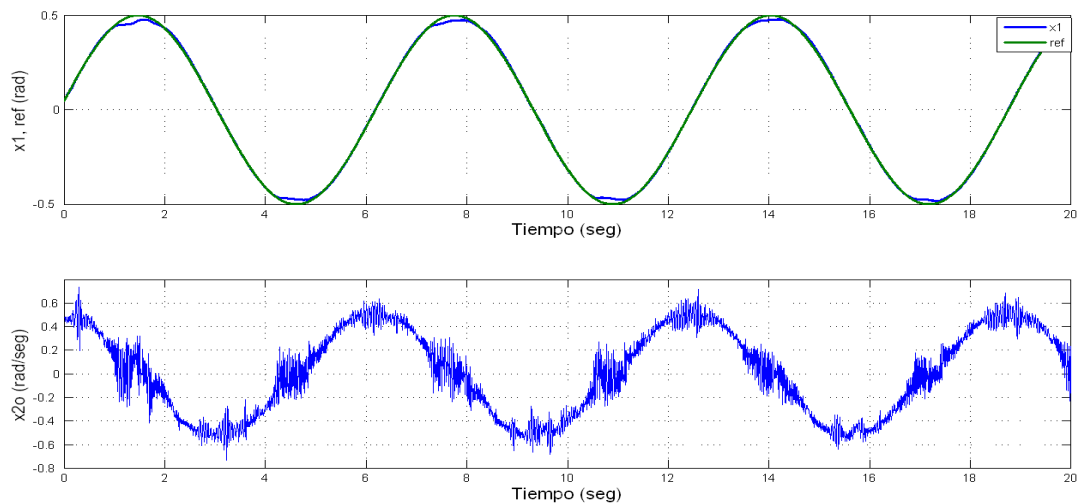


Figura 6.6. Posición (x_1), referencia (ref) y velocidad estimada (\hat{x}_2) para el experimento con la compensación de la perturbación.

se tiene

$$u = \frac{1}{c}(a \sin x_1 + b\hat{x}_2 + r\ddot{e}f + \alpha_1 e_1 + \alpha_2 e_2 + x_f).$$

El resultado de la implementación del nuevo control se puede ver en la figura 6.6 donde se observa a x_1 , a la referencia y a \hat{x}_2 . En esta figura se puede ver que el control es bueno, pero, el error crece un poco en los valores cercanos a la máxima amplitud de la señal de referencia. Sin embargo, también se puede observar que el error es pequeño en los demás valores, esto se puede ver en la figura 6.7.

Para ver la mejora de la implementación de la identificación y compensación de la perturbación se procedió a obtener un promedio de los errores para el control sin compensación y para el control con compensación. El error promedio del control sin compensación fue de 1.9×10^{-3} radianes, mientras que el error promedio del control con compensación fue de 6.32×10^{-4} . Con este resultado se ilustra que el desempeño mejora

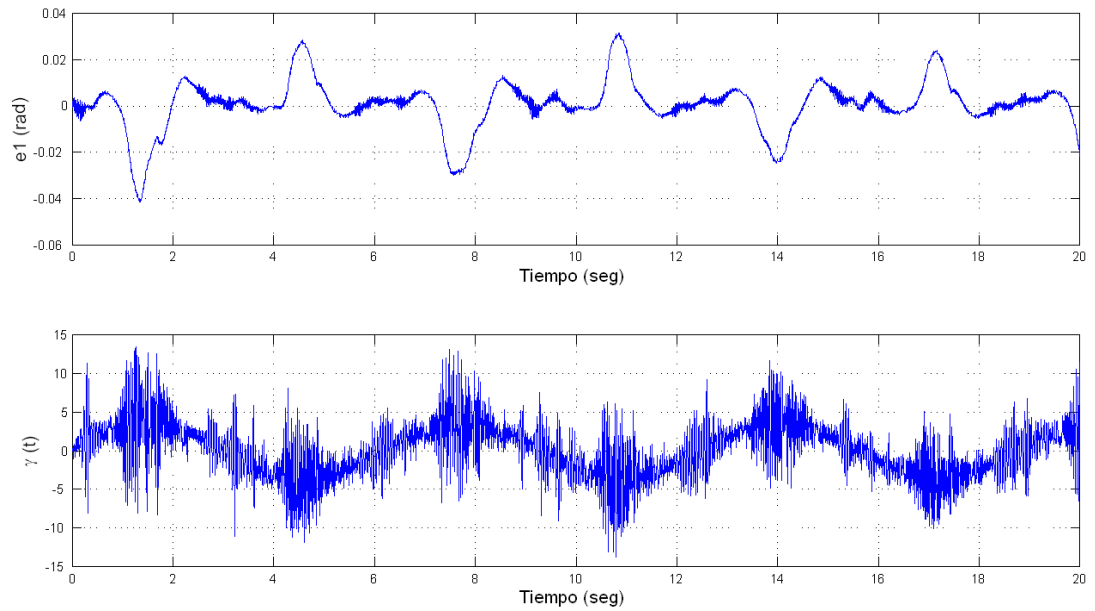


Figura 6.7. Error e_1 y la perturbación identificada.

con la identificación y compensación de la perturbación.

6.2.3. Control por modos deslizantes

En esta última sección de este capítulo se presenta el desempeño de un controlador discontinuo, se trata de un control por modos deslizantes con compensación del par gravitacional bajo el objetivo de seguimiento de trayectoria.

Recordando el modelo del péndulo con una perturbación

$$\dot{x}_1 = x_2,$$

$$\dot{x}_2 = -a \sin x_1 - bx_2 + cu + \gamma(t),$$

sea $e_1 = x_1 - ref$ y $e_2 = x_2 - \dot{ref}$ por lo que la dinámica del error esta dada por

$$\dot{e}_1 = e_2$$

$$\dot{e}_2 = -a \sin(x_1) - bx_2 + cu + \gamma(t) - \ddot{ref}$$

ahora se propone un control $u = \frac{1}{c}(-F(x)sign(s) + a \sin x_1 + b\hat{x}_2 + \ddot{ref} + \alpha_1 e_1 + \alpha_2 e_2)$

donde $s = \beta e_1 + e_2$.

Ahora se diseña $F(x)$ de tal forma que cumpla con $s\dot{s} < 0$ entonces

$$s\dot{s} = s(\beta e_2 - a \sin(x_1) - bx_2 + cu - \ddot{ref} + \gamma(t)),$$

reduciendo

$$s\dot{s} = s(\beta e_2 - F(x)sign(s) + \alpha_1 e_1 + \alpha_2 e_2 + \gamma(t)),$$

luego

$$s\dot{s} \leq |s| |(\beta e_2 + \alpha_1 e_1 + \alpha_2 e_2 + \gamma(t)) - F(x)|,$$

para cumplir con $s\dot{s} < 0$ la función $F(x) > |(\beta e_2 + \alpha_1 e_1 + \alpha_2 e_2 + \gamma(t))|$, para el experimento se utilizaron las siguientes constantes $\beta = 2$, $\alpha_1 = -35$, $\alpha_2 = -1$ y $F(x) = 0,5$

El desempeño del control por modos deslizantes se puede ver en la figura 6.8. En dicha figura se muestra a la referencia $ref = 0,5 \sin(t)$ y la posición angular x_1 , también se muestra el error entre la posición y la referencia el cual varía entre -0.02 a 0.026 radianes.

6.3. Conclusiones

En este capítulo se presentó el desempeño del mecanismo en lazo cerrado utilizando diferentes controladores. Se presentó el desempeño de dos plataformas de control el

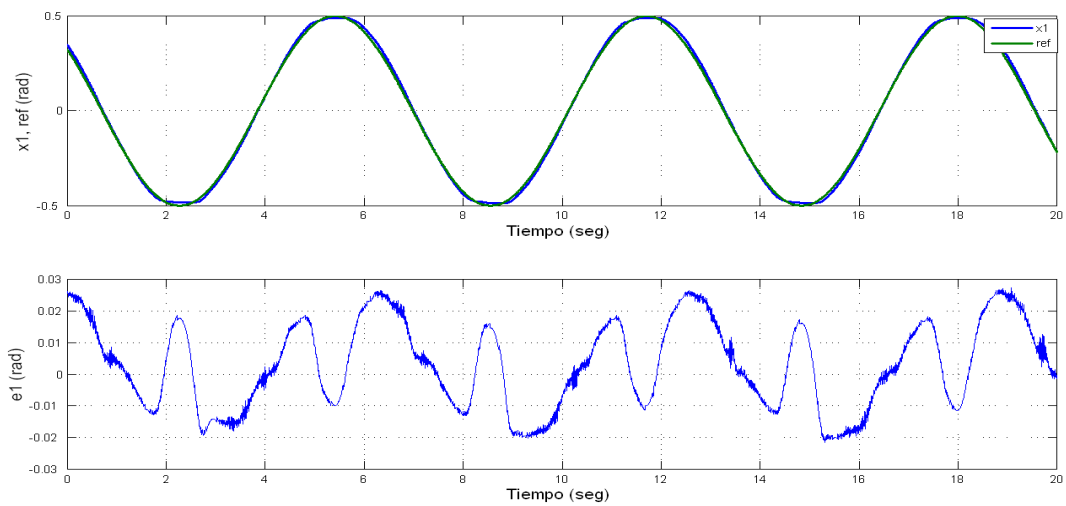


Figura 6.8. Desempeño del control por modos deslizantes.

NI cRIO 9014 y el DS1103, teniendo el DS1103 el mejor desempeño.

Se mostró el buen desempeño del mecanismo en lazo cerrado utilizando un algoritmo de control el cual compensa las perturbaciones identificadas del sistema por medio de un observador y un filtro de primer orden.

Por último, se implementó un controlador discontinuo con buenos resultados con lo que se muestra la capacidad del sistema de implementar este tipo de controladores.

Capítulo 7

Conclusiones y trabajo futuro

En este trabajo de tesis se ha presentado el desarrollo de una plataforma para la prueba de algoritmos de control que ha mostrado un buen desempeño en lazo cerrado.

Primero se presentó el modelo dinámico de las cuatro posibles configuraciones, luego se realizó una identificación conservadora de los parámetros del sistema para la obtención de un modelo nominal del mismo. El objetivo de la obtención del modelo nominal no es obtener un modelo exacto del mecanismo si no que pueda ser un punto de partida para desarrollar controladores que puedan llegar al objetivo de control deseado a pesar de no tener un modelo exacto; en ese sentido el controlador será robusto.

Posteriormente se presentó el diseño y construcción de una etapa de potencia, la cual ha mostrado un buen desempeño en la utilización de varios controladores en lazo cerrado, incluyendo un controlador discontinuo. La aportación de esta etapa no solamente es para el presente trabajo si no que también es utilizada para otros mecanismos presentes en el Laboratorio de Control de la Facultad de Ingeniería de la UABC. La única característica que debe tener un mecanismo para utilizar dicha etapa es contar,

para su actuación, con motores de corriente directa con escobillas.

También se presentó una etapa de acondicionamiento de señal para encoders incrementales de tal forma que se tiene disponible un voltaje proporcional a la posición angular del eje del motor en el cual se encuentra el encoder incremental. Esto con el objetivo de tener varias alternativas al implementar algoritmos de control.

En la última parte se presentó el desempeño de tres controladores para ver el comportamiento del sistema completo, configurado como péndulo simple, en lazo cerrado. Se utilizó un control por retroalimentación lineal del estado, un algoritmo de control con compensación de perturbaciones y un control por modos deslizantes con compensación del par gravitacional.

La primera técnica de control se utilizó para comparar la plataforma cRIO de National Instruments contra una plataforma bastante validada como lo es el DS1103 de dSPACE. En dicha comparación se mostró las limitaciones de la plataforma cRIO utilizada en el modo "*scan mode*" para la ejecución de este tipo de experimentos. Por otro lado, la plataforma DS1103 mostró un desempeño satisfactorio. La segunda técnica de control consiste en identificar las perturbaciones del sistema a través de un observador de estado y un filtro pasa bajas de primer orden. Una vez identificada la perturbación se compensa para el mejoramiento del desempeño del controlador. Por último se presenta el desempeño de un controlador discontinuo en lazo cerrado. Es importante aclarar que no se pretende proponer nuevos controladores si no que se puedan implementar algoritmos de control. Por ello se considera suficiente la ilustración del desempeño del sistema únicamente con la configuración del péndulo simple.

Aunque al inicio de este proyecto se tenía la intención de desarrollar un programa en

el software LabVIEW e implementar los controladores en tiempo real en la plataforma cRIO, se tuvieron algunos problemas en cuanto a la ejecución en tiempo real, esto debido a que se requería un tiempo de ejecución menor al que el controlador podía trabajar. Debido a esto se decidió cambiar al DS1103 para la ejecución de los experimentos. En ese sentido se propone para trabajo futuro trabajar con el FPGA que cuenta la plataforma cRIO y desarrollar un programa en LabVIEW para la realización de experimentos de control. También se propone para trabajo futuro el control para las configuraciones subactuadas.

Bibliografía

- [1] Alvarez Joaquin, Rosas David and Peña Jonatan, Analog Implementation of a Robust Control Strategy for Mechanical Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, No. 9, September 2009.
- [2] Khalil, Hassan K. "Nonlinear Systems". Prentice Hall, Inc. Segunda edición. New Jersey 1996. 734 p.
- [3] Nayfeh H, A. y Balachandran, B., "Applied Nonlinear Dynamics". John Wiley & Sons, Inc. Primera edición. New York 1995. 685 pp.
- [4] Slotine, J. y Weiping, L., "Applied Nonlinear Control". Prentice Hall, Inc. New Jersey 1991. 459 pp.
- [5] Alvarez, J, Orlov, I, Acho, L, An invariance principle for discontinuos dynamic systems with aplicaciones to a Coulomb friction oscillator, *J. of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 2000, pp. 687-690.
- [6] David I. Rosas Almeida, Joaquín Alvarez, Leonid Fridman. Robust Observation and Identification of nDOF Lagrangian Systems. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*. V 17, pp 842-861.

- [7] Brockett, RW, 'Asymptotic stability and feedback stabilization', in Differential Geometry Control Theory, RW Brockett, RS Millman, HJ Sussman (eds), Birkhauser, 1983.
- [8] Filippov, AF, Diferencial Equation with Discontinuous Right-hand Sides, Kluwer Academic Publisher, Dordrecht, 1988.
- [9] Loenessa, A, Haddad, WM, Chellaboina, V, Nonlinear system stabilization via stability based switching, Proc. of the 37th IEEE CDC, Tampa, diciembre, 1998, pp 2983-2997.
- [10] Weibing Gao, Variable Structure Control of Nonlinear Systems: A new approach. IEEE Trans. On Industrial Electronics. V 40(1), 1993. pp. 45-55.
- [11] Stremmler, Ferrel G., Introducción a los sistemas de comunicación, Addison Wesley Iberoamericana, Pearson, México, 1993, 761p.
- [12] Coughlin, Robert F., Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales, Prentice Hall, 1993, 538 p.
- [13] Hsu, Hwei P., Análisis de Fourier, 1998, 274 p.
- [14] Mikleš, J., Fikar M., Process Modeling, Identificación, and Control, 2007, 480 p.
- [15] Spong, M. W., "The Swing Up Control Problem for the Acrobot", IEEE Control Systems Magazine, vol. 15, no. 1, pp. 49-55 (1995).
- [16] Ogata, Katsuhiko, Ingeniería de Control Moderna, 2003, 984 p.

- [17] Kelly, R., Santibáñez, V. and Loría, A., Control of Robot Manipulators in Joint Space, 2005, 426 p.
- [18] Rosas D., Alvarez J. and Fridman L., Robust observation and identification of n DOF Lagrangian systems. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*. 2007; 17:842-861.
- [19] Luenberger D. G. An Introduction to Observers. *IEEE Transactions on Automatic Control*. 1971; Vol. AC-16, No 6.
- [20] Stankovic, J., "Misconceptions About Real-Time Computing: A Serious Problem for Next-Generation Systems", *IEEE Computer*, Vol. 21, No. 10, pp. 10–19, October 1988.
- [21] Buttazzo, G., *Hard Real-Time Computing Systems*, Kluwer Academic Publishers, Norwell, Massachusetts 1997. 380 pp.
- [22] Williams, R., *Real-Time Systems Development*". Butterworth-Heinemann. Linacre House, Jordan Hill, Oxford, 2006. 320 pp.