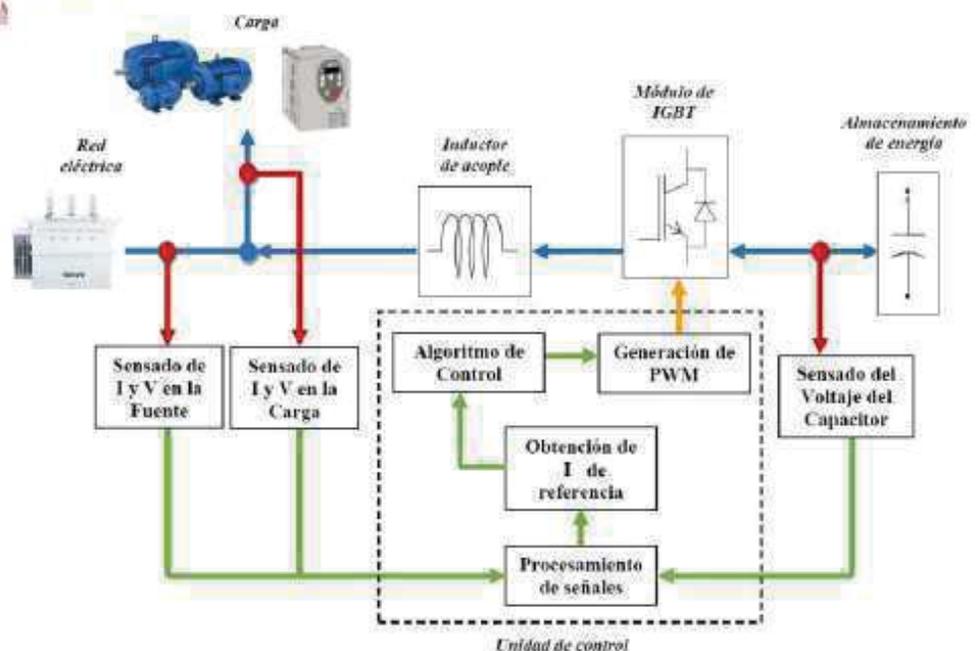


Modelado y Control de Sistemas Mechatrónicos

José Emilio Vargas Soto
Jorge Enrique Orozco Ramírez
Jesús Carlos Pedraza Ortega



Modelado y Control de Sistemas Mecatrónicos

**José Emilio Vargas Soto
Jorge Enrique Orozco Ramírez
Jesús Carlos Pedraza Ortega**

Modelado y Control de Sistemas Mecatrónicos

Editado por
José Emilio Vargas Soto
Jorge Enrique Orozco Ramírez
Jesús Carlos Pedraza Ortega

Publicado por:
Asociación Mexicana de Mecatrónica A.C.

En colaboración con:
Instituto Tecnológico Superior de Poza Rica

© Los editores

Modelado y Control de Sistemas Mecatrónicos es un libro digital autorizado por el Instituto Nacional de Derechos de Autor bajo el número de radicación 315279 a la Asociación Mexicana de Mecatrónica A.C., Fonología 116, Colonia Tecnológico C.P. 76158 Querétaro, Qro. México. Tel. (01-442) 224-0257, www.mecamex.net, las opiniones y la información que se muestran en los capítulos del libro son exclusivas de los autores y no representan la postura de la Asociación Mexicana Mecatrónica A.C. Fecha de la última modificación 14 de junio 2017. Esta obra es una publicación de acceso abierto, distribuido bajo los términos de la Asociación Mexicana de Mecatrónica A.C., la cual permite el uso, distribución y reproducción sin restricciones por cualquier medio, siempre y cuando los trabajos estén apropiadamente citados, respetando la autoría de las personas que realizaron los capítulos.

Impreso y hecho en México
Primera edición, 14 de junio 2017
ISBN 978-607-9394-10-3

Índice

Capítulo 1	1
Simulación de Convertidores CD/CD como Cargadores de Baterías para una Bicicleta Eléctrica.	
Cervantes Hernández David, Morales Caporal Roberto, Pérez López Allan, Pérez Castillo Alfredo Jesús y Montiel Gómez German. Instituto Tecnológico de Apizaco.	
Capítulo 2	13
Diseño de un Filtro Activo de Potencia Trifásico para la Compensación de Energía Reactiva y Armónicos.	
Pérez López Allan, Morales Caporal Roberto, Ordoñez Flores Rafael, Montiel Gómez German y Cervantes Hernández David. Instituto Tecnológico de Apizaco.	
Capítulo 3	28
Diseño de un Control Simplificado de Seguimiento Solar para Espectrometría Basado en Raspberry Pi.	
Robles Roldan Miguel Ángel, García Espinosa Manuel y Gutiérrez López Wilfrido. Universidad Nacional Autónoma de México.	
Capítulo 4	42
Estimación de la Orientación de un Cuadricóptero por medio de la Implementación de un EKF.	
Medina Gutiérrez Sergio, Muñoz César Juan José y Hernández Gómez Luis Héctor. Instituto Politécnico Nacional.	
Capítulo 5	50
Control de un Dispositivo Háptico con un Kinect para Rehabilitación	
Gudiño Lau Jorge, Gutiérrez Fernández Yvonne, Charre Ibarra Saida, Alcalá Rodríguez Janeth y Durán Fonseca Miguel Universidad de Colima	
Capítulo 6	63
Modelado y Control de un micro AUV para Seguimiento de Objetos a través de Visión Artificial.	
Monroy Anieva Jesús Arturo, Longoria Cordero Gabriel y De la Peña Valencia Blanca. Instituto Tecnológico Superior de Cuatitlán Izcalli.	

Índice

Capítulo 7	77
Diseño de un Atrapaniebla Utilizando la Tecnología para Optimizar la Captación de Agua de Neblina.	
Guerra León Elpidio, Guerra Hernández Selma Flor, Narciso Huerta Mauricio, Parra Cantero Horalia y Hernández García Edgar. Instituto Tecnológico Superior de Zacapoaxtla.	
Capítulo 8	86
Desarrollo de un Sistema de Inyección de Partículas en Polvo Fino para Visualización de Flujo en Contenedores a Altas Temperaturas.	
Aguila Rodríguez Milan, Bedolla Hernández Marcos, Ortega Vivas Cesar Adolfo, Bedolla Hernández Jorge y Hernández Corona Francisco. Instituto Tecnológico de Apizaco.	
Capítulo 9	98
Control Directo de Par de un Motor de Inducción Trifásico con Aplicación a Vehículos Eléctricos.	
Beltrán Escobar Alberto Miguel, Rumbo Morales Jesse Yoe, Sánchez Jara Alfredo, Iván Alcalá Barojas y Enrique Contreras Calderón. Universidad Tecnológica Emiliano Zapata del Estado de Morelos, Instituto Tecnológico Superior de Poza Rica.	
Capítulo 10	109
Controlador MPC Óptimo para un Modelo Reducido Hammerstein-Wiener de la Planta PSA.	
Rumbo Morales Jesse Yoe, Rodríguez Cerda Julio César, Iván Alcalá Barojas, Enrique Contreras Calderón y López Vega Luis Jaime. Universidad Tecnológica Emiliano Zapata del Estado de Morelos, Instituto Tecnológico Superior de Poza Rica.	
Capítulo 11	130
Robótica Básica en el Desarrollo de Interfaces Hombre-Máquina.	
Carranza Díaz Wendy, Álvarez Alvarado Andrés, Villatoro Cruz María Concepción, Martínez Guzmán Sonia y Reyes Villavicencio Víctor Alberto. Departamento de Ingeniería en Sistemas Computacionales, Tecnológico Nacional de México - Instituto Tecnológico de Minatitlán	

Índice

Capítulo 12 Propuesta de Sincronización Local de una Celda de Manufactura Didáctica. Jiménez López Eusebio, Urbalejo Contreras Arturo, Luna Sandoval Gabriel, Luna Acosta Noé y Villa Bracamontes Martín Antonio. CIAAM de la Universidad Tecnológica del Sur de Sonora, IIMM-ULSA NOROESTE, Universidad Estatal de Sonora, Universidad Tecnológica de Hermosillo.	136
Capítulo 13 Propuesta de Sincronización Global y Control de una Celda de Manufactura Didáctica. Jiménez López Eusebio, Urbalejo Contreras Arturo, Daniel Servín de la Mora Pulido, Luna Acosta Noé y Duarte Delgado Sergio Octavio. CIAAM de la Universidad Tecnológica del Sur de Sonora, IIMM-ULSA NOROESTE, Universidad La Salle Noroeste, Universidad Tecnológica de Hermosillo.	146
Capítulo 14 Aplicación de Arduino para Controlar un Robot Móvil Seguidor de Línea en la Materia de Inteligencia Artificial. Martínez Guzmán Sonia, Carranza Díaz Wendy, Villatoro Cruz María Concepción, Jiménez Oyosa Guadalupe y Torres Torres Jesús. Tecnológico Nacional de México - Instituto Tecnológico de Minatitlán.	156
Capítulo 15 Micro-servo Robot. Olan Valdivieso Leonardo, Fernández Andrés Esly Itamar, Monobe Escobedo Manuel Antonio, García García Alan Rafael y Jiménez Rasgado Guillermina. Tecnológico Nacional de México - Instituto Tecnológico de Minatitlán.	167
Capítulo 16 Propuesta de Metodología para la implementación de Algoritmos de Inteligencia Artificial en Hardware Reconfigurable. Juan Manuel Ramos Arreguín, Manuel Toledano Ayala, Juvenal Rodríguez Reséndiz, Marco Antonio Aceves Fernández y Carlos Alberto Ramos Arreguín. Universidad Autónoma de Querétaro, Facultad de Ingeniería.	178

Cap.1 Simulación de Convertidores CD/CD como Cargadores de Baterías para una Bicicleta Eléctrica

Cervantes Hernández David ⁽¹⁾, Morales Caporal Roberto ⁽¹⁾, Pérez López Allan ⁽¹⁾,
Pérez Castillo Alfredo Jesús ⁽¹⁾, Montiel Gómez German ⁽¹⁾

⁽¹⁾ Tecnológico Nacional De México/Instituto Tecnológico De Apizaco.
División de Estudios de Posgrado e Investigación.

Carretera Apizaco-Tzompantepec, Esquina Con Av. Instituto Tecnológico S/N Conurbado Apizaco-
Tzompantepec, Tlaxcala, Mex.

C.P. 90300, Apizaco, Tlax. Tels: (01241) 417 20 10, Ext. 145

Resumen

En éste artículo se presenta la simulación de un cargador para baterías conectado a la red eléctrica de $120V_{ca,rms}$ para aplicación en bicicletas eléctricas, ésta propuesta es desarrollada mediante la simulación de un convertidor boost utilizado como corrector de factor de potencia y de un convertidor buck, el cual es utilizado para reducir el voltaje del convertidor boost al voltaje necesario para cargar la batería de la bicicleta eléctrica. En la simulación de estos convertidores, son analizadas diferentes técnicas de control, cada convertidor cuenta con un controlador diferente, en el convertidor boost es implementado un control PI digital para el control de voltaje conectado en cascada con otro PI para la corriente, y en el convertidor buck se implanta un doble lazo de control, un controlador PI digital para el voltaje, conectado en cascada con otro PI para la corriente, utilizando una saturación para limitar la corriente en la salida del convertidor.

En la simulación de los convertidores se implementada una técnica de carga de corriente constante-voltaje constante (CC-VC), para su posterior implementación.

Palabras clave: convertidor boost, convertidor buck, cargador para baterías, técnicas de carga, bicicletas eléctricas, factor de potencia.

1. Introducción

Actualmente las baterías con la que cuentan diferentes tipos de vehículos eléctricos tienen una capacidad limitada, por lo que deben de ser recargadas después de haber sido utilizadas. Para hacer viable esta tecnología, la recarga de las baterías debe de ser lo más rápido posible, sin causar ningún tipo de deterioro a la batería y así aumentar su vida útil. Generalmente el proceso de carga cuenta con dos procesos, al primer proceso de recarga se denomina corriente constante, y al segundo se le llama voltaje constante, por lo que a esta técnica de carga se le llama carga a corriente constante-voltaje constante (CC-VC), la mayor parte de la transferencia de energía a la batería ocurre en el periodo de carga a corriente constante, por otro parte la corriente de carga está limitada por la batería, que relativamente acepta pequeños niveles de corriente, dependiendo del tipo de batería que se desee recargar, también, de esto depende el tiempo de carga. En la tabla 1 se muestran algunos parámetros importantes de diferentes tipos de baterías [1] [2] [3].

En esencia un cargador para baterías será dimensionado con relación al tipo, potencia y al tiempo de carga que acepte la batería [1].

Tabla 1. Características típicas de baterías recargables [1]

Características	Plomo-Acido	Níquel-cadmio	Níquel-metal hidruro	Li-ion		
				Co	Mn	PO4
Energía específica (Wh/Kg)	30-50	45-80	60-120	150-190	100-135	90-120
Resistencia interna (mΩ)	<100 en baterías de 12V	100-200 en baterías de 6V	200-300 en baterías de 6V	150-300 baterías de 7.2V	25-75 Por celda	25-50 Por celda
Ciclo de vida (80% DoD)	200-300	1000	300-500	500-1000	500-1000	1000-2000
Tiempo de carga rápida	8-16h	1h típico	2-4h	2-4h	1h o menos	1h o menos
Tolerancia de sobrecarga	Alto	Moderado	Baja	Baja, no puede tolerar carga por goteo		
Autodescarga por mes	5%	20%	30%	<10%		
Voltaje por celda (nominal)	2V	1.2V	1.2V	3.6V	3.8V	3.3V
Corriente de carga pico Mejor resultado	5C 0.2C	20C 1C	5C- 0.5C	<3C <1C	<30C <10C	>30C <10C
Temperatura de operación en descarga	-20 a 60°C	-40 a 60°C	60-90 días	-20 a 60°C		
Mantenimiento	3-6 meses	30-60 días		No requiere		
Requerimientos de seguridad	Térmicamente estable	Térmicamente estable Comúnmente protegidas por fusibles		Protección contra cortocircuitó obligatoria		
Usada desde	1800	1950	1990	1991	1996	2006
Toxicidad	Muy alta	Muy alta	Baja	Baja		

Actualmente existen diferentes tipos de cargadores para baterías, dentro de los cuales encontramos topologías como el convertidor flyback, el cual cuenta con un aislamiento galvánico entre la entrada y salida, debido a sus altas frecuencias de conmutación es posible reducir el tamaño de los dispositivos pasivos, generalmente este tipo de convertidores es utilizado en muchos dispositivos electrónicos suministrados por la red eléctrica, este tipo de convertidores son utilizados para aplicaciones de hasta 250W. Otra de las topologías que es muy utilizada es el convertidor de medio puente, al igual que el convertidor flyback, presenta un aislamiento galvánico entre la entrada y salida, generalmente este tipo de convertidor se utiliza para aplicaciones con una salida de hasta 1kW, este tipo de topologías también se puede encontrar con técnicas de conmutación suave, esto para reducir las pérdidas por conmutación, con esta técnica de conmutación, el semiconductor conmuta cuando el voltaje o la corriente van cruzando por cero es decir, existe la conmutación a corriente cero (ZCS) o a voltaje cero (ZVS), así la disipación de potencia en el semiconductor se ve reducida, alcanzando eficiencias de hasta un 90%. Otro tipo de convertidor utilizado en fuentes de alimentación en el convertidor forward, este convertidor también presenta una aislación galvánica entre la entrada y la salida, es adecuado para potencias de hasta varios cientos de Watts. Sin embargo, utilizando un convertidor buck, podemos disminuir los dispositivos semiconductores, debido a que solo se necesita dos semiconductores, un diodo y un transistor que cumpla la función de interruptor, también se puede trabajar a altas frecuencias de conmutación para reducir tamaño en los dispositivos pasivos, además de tener una fácil implementación y control.

Los cargadores para baterías, por una parte, están dimensionados con base en la capacidad de la fuente principal, es decir, si el voltaje de red es de $120V_{ca_{rms}}$, $220V_{ca_{rms}}$ o si son fuentes de energía renovables como la energía fotovoltaica. El tamaño de los dispositivos también va con relación el voltaje y corriente máxima que puedan conducir, así como con la temperatura máxima de operación, En [4], se discute el efecto de las pérdidas en la inductancia y reducción de la fiabilidad de las fuentes de alimentación conmutadas. En [5] se calcula la fiabilidad de los convertidores CD-CD y se presenta una topología óptima desde el punto de vista de la confiabilidad, sin embargo, para efectos de simulación, todos los dispositivos que se utilizan son de forma ideal.

En figura 1 se observa el conjunto de los convertidores CD/CD, el convertidor boost es conectado en seguida del rectificador y el convertidor buck regula el voltaje de carga, el voltaje de carga es para una batería de una bicicleta eléctrica de 37V nominales. La simulación de estas topologías contempla un corrector de factor de potencia (convertidor boost), el cual es utilizado para aplicaciones de medianas potencias y un convertidor buck que provee un voltaje menor al de la entrada.

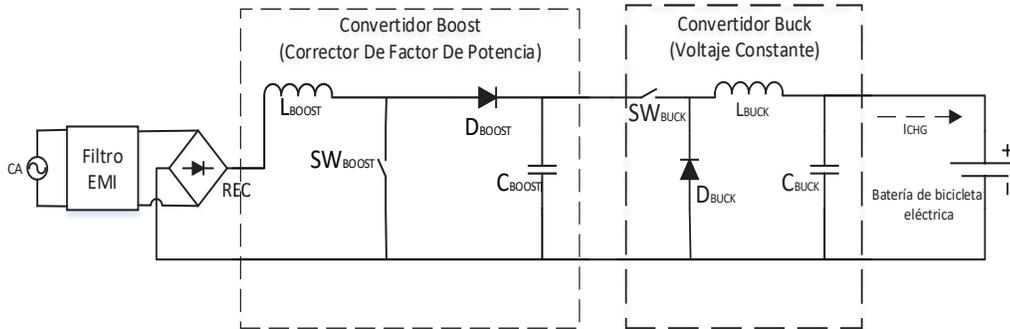


Figura 1. Esquema del cargador para baterías.

Se utilizan diferentes técnicas de control para cada convertidor. Para el control de convertidor boost en modo corrector de factor de potencia, la corriente de entrada es forzada a seguir la forma de onda del voltaje rectificado a la salida del rectificador de puente completo, con lo cual se logra mantener en fase la corriente y voltaje de línea. En el control del convertidor buck se utilizan dos controladores PI digitales conectados en cascada con una saturación, el primer controlador PI digital tiene como referencia el voltaje de carga máximo, la saturación y segundo controlador PI digital se utilizan para limitar la corriente de carga.

En la simulación, los convertidores se dimensionan para entregar una potencia máxima 264W, siendo 6A y 44V los parámetros máximos de carga que soporta el paquete de baterías de 270W. En el caso de la batería de la bicicleta eléctrica, no es necesario contar con un algoritmo de carga, debido que dicha bicicleta cuenta con un gestor de batería (BMS, Battery Managment System), el cual cumple con la función de proteger a la batería de sobre voltajes, sobre corrientes, bajos voltajes, altas temperaturas de operación y balanceo de voltaje en las celdas de la batería [5], por lo que la principal aportación es la integración de los convertidores para aumentar la corriente de carga y la disminución del tiempo que tarde en recargarse la batería.

El documento está dividido en 4 secciones, la primera sección se encuentra la introducción, la segunda sección se describe el funcionamiento del sistema y se las técnicas de control utilizadas en el convertidor boost y buck, así como las ventajas y desventajas que se tiene en los diferentes modos de conducción. En la tercera sección se muestran los resultados de las simulaciones de los convertidores boost y buck, y en la cuarta sección se presentan las conclusiones obtenidas a partir de las correspondientes simulaciones.

2. Descripción general del sistema

El cargador para baterías está integrado principalmente por un convertidor boost y un convertidor buck. Las normas europeas EN61000-3-2 definen límites para los armónicos de la corriente de línea. Se trata de aparatos que pueden ser vendidos al público en general y tienen una potencia de entrada $>75W$, algunos valores límite de esta norma se muestran en la tabla 2 [6] [7]. En aplicaciones monofásicas, el convertidor boost es una alternativa para obtener un factor de potencia muy cerca a la unidad, esto debido a sus características naturales donde la corriente del inductor sigue al voltaje de línea [9]. Típicamente en el control del convertidor boost utilizado como corrector de factor de potencia utiliza dos lazos de control conectados en cascada, el primer lazo de control tiene como retroalimentación el voltaje de salida del convertidor boost, este se compara con una referencia externa, en el segundo lazo de control, la salida del primer controlador se multiplica por una componente sinusoidal y se compara con la corriente de la bobina del convertidor boost, esto se hace para forzar a la corriente de línea a entrar en fase con el voltaje. El convertidor buck cumple la función de disminuir el voltaje en la salida del convertidor boost al voltaje de carga máximo y limitar la corriente de carga según tabla 3. Se utiliza el convertidor buck debido a su fácil implementación y bajo costo, comparado con otro tipo de convertidor como el convertidor flyback, el convertidor de medio puente o puente completo, además, el voltaje de salida en el convertidor buck puede variar con solo cambiar el valor de referencia y no es necesario hacer algún cambio en los dispositivos pasivos del convertidor.

Tabla 2. Valores límites de la norma EN61000-3-2

Harmonic-order n	Input Power 75 to 600W Allowable maximum value of harmonic current per Watt (mA/W) / maximum (A)	Input power > 600W maximum value of harmonic current (A)
3	3.4 / 2.30	2.30
5	1.9 / 1.14	1.14
7	1.0 / 0.77	0.77
9	0.5 / 0.4	0.40
11	0.35 / 0.33	0.33

Tabla 3. Rangos de operación del gestor de batería [4] [6] [7]

Tipo de protección	Rangos programados en el circuito integrado según la aplicación	Valores típicos por celda
Detección de alto voltaje	44V	4.4V
Detección de bajo voltaje	23V	2.3V
Detección de altas corrientes de carga, (será limitada según el fabricante de la batería)	6.6 A	2.2 A
Temperatura de operación	Descarga -20 a 75°C Carga <60°C	Descarga -20 a 75°C Carga <60°C
Balaceo de voltaje	N/A	NA

tiempo en el que el interruptor se encuentra cerrado y el tiempo en el que el interruptor necesita estar abierto para que la bobina descargue la energía almacenada durante el tiempo en que el interruptor estuvo cerrado.

En el modo de conducción discontinua (MCD) la intensidad en la carga se hace nula en un momento determinado a lo largo de un intervalo de tiempo T_{off} durante el cual el interruptor está abierto. El tiempo que permanece abierto el interruptor es mayor que el tiempo que puede estar la bobina cediendo energía, con lo que al iniciarse el periodo la intensidad en la carga partirá desde cero.

El convertidor trabajando en modo de conducción discontinua es más propenso a la inestabilidad causado por las cargas, mientras en modo de conducción continua es más sensible a cargas capacitivas [14] [15].

En el diseño del convertidor buck se deben de tener en cuenta las siguientes recomendaciones reconvencciones:

- Cuanto mayor sea el valor elegido del inductor L , menor será el rizo de corriente ΔI_L . Sin embargo, esto resulta en un inductor físicamente más grande y más pesado.
- Tomar en cuenta ΔI_L para que no sea demasiado grande. Con una ondulación de corriente mayor, la ondulación de voltaje de la tensión de salida V_{out} se hace claramente más grande mientras que el tamaño físico del inductor disminuye marginalmente.
- Cuanto mayor sea el valor elegido de la frecuencia de conmutación f , menor será el tamaño del inductor. Sin embargo, las pérdidas de conmutación del transistor también aumentan a medida que f aumenta.
- El menor tamaño físico posible para el inductor se logra cuando $\Delta I_L = 2I_{out}$ en $V_{in,max}$. Sin embargo, las pérdidas de conmutación en los transistores están en su nivel más alto en este estado.

El convertidor buck es diseñado con base en los parámetros de carga de la batería de la bicicleta eléctrica, tomando en cuenta lo presentado en las referencias [14] y [15], se hace un análisis del convertidor en modo de conducción continua, teniendo como parámetros de entrada y salida los datos de la tabla 4, donde se obtiene el valor del inductor $L=2.86 \mu H$ y del capacitor de $C=47\mu H$ [16] [17] [18].

Tabla 4. Parámetros de entrada y salida del convertidor buck.

Parámetro	Magnitud
Voltaje de entrada	200 VCD
Voltaje de salida	44 VCD
Corriente máxima	6A
Frecuencia de trabajo	20 kHz
Rizo de corriente	10%

2.2 Convertidor boost

El convertidor boost es uno de las más utilizados para operar en modo de corrector de factor de potencia, debido a que requiere menos filtros que le convertidor buck-boost. El convertidor boost como corrector de factor de potencia, al igual que el convertidor buck, puede trabajar en modo de conducción discontinuo o en modo de conducción continua, en modo de conducción discontinuo es

uno de los más usados debido a su simplicidad en la implementación y diseño del controlador, pero en aplicaciones de media y alta potencia los componentes de conmutación presentan desgastes. En el modo de conducción continua los algoritmos de control son más complejos y debe ser agregado un lazo de control de corriente para la corrección del factor de potencia, sin embargo, pueden ser alcanzados factores de potencia cercanos a la unidad [19] [20].

Con base en los valores del convertidor buck, podemos calcular los parámetros de diseño para el convertidor boost. Tomando en cuenta lo mencionado en [19] y [120] el convertidor boost es diseñado en el modo de conducción continua, con lo cual se busca obtener un factor de potencia cercano a la unidad. A partir de la ecuación 1, podemos calcular la resistencia de carga que ve el convertidor boost, como la resistencia de carga que ve el convertidor buck es de 7.33 ohm y el ciclo de trabajo es del 22%, sustituyendo estos valores en (1) encontramos el valor de $R_i=33.31$ ohm, a partir del valor de la carga resistiva, podemos calcular los valores del convertidor boost, estos los encontramos en la tabla 5, los cálculos del inductor y del capacitor se hacen con base en las referencias [17] [18] [19]. En este tipo de convertidor se hacen las mismas recomendaciones que en convertidor buck.

$$R_i = \frac{V_s}{I_a} = \frac{V_s}{\frac{kV_s}{R}} = \frac{R}{k} \quad (1)$$

Dónde:

R_i = Resistencia equivalente

V_s = Voltaje de entrada

I_a = Corriente Promedio

k = Ciclo de trabajo

R = Resistencia de carga en el convertidor buck

Tabla 5. Parámetros de diseño del convertidor boost

Parámetro	Magnitud
Voltaje de entrada	169.7 VCD
Voltaje de salida	200 VCD
Corriente máxima	6.006A
Frecuencia de trabajo	20 kHz
Rizo de corriente	10%
Inductor	1.84 mH
Capacitor	220 μ F

2.3 Control de convertidores

Las topologías utilizadas en el control del convertidor boost y convertidor buck, se puede observar en las figuras 4 y 5 respectivamente. En fuentes de alimentación conmutadas, normalmente el circuito de corrección de factor de potencia se coloca enseguida del puente rectificador, y puede trabajar como una unidad independiente al resto del sistema de la fuente de alimentación, pero es una parte del sistema, es decir, siempre se encuentra conectado físicamente. Para corregir el factor de potencia el método más simple es utilizar circuitos pasivos, los cuales, trabajan bien en potencias

bajas. Sin embargo, los circuitos de una sola etapa como el convertidor boost, solucionan el problema del factor de potencia para niveles de potencia medios.

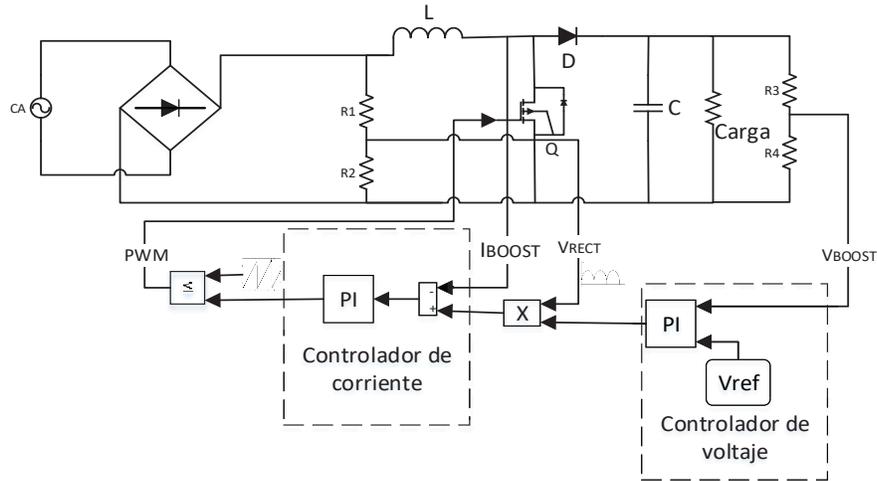


Figura 4. Control del convertidor boost; corrector de factor de potencia en modo de conducción continua.

Este tipo de convertidor CD/CD, como se dijo en la subsección 2.2, es diseñado en modo de conducción continua, debido a las ventajas que ya se mencionaron, en la topología de control de la figura 4 se puede observar un controlador PI digital para el voltaje, en cascada con otro controlador PI para la corriente, la salida del primer controlador debe de ser multiplicado por una componente sinusoidal, siendo el producto de estas dos señales la referencia de controlador de la corriente, esto para forzar a la corriente de línea a entrar en fase con el voltaje de línea, con esto se busca tener un factor de potencia cercano a la unidad.

En la figura 5 se puede ver la topología de control del convertidor buck, que al igual que el convertidor boost, está diseñado para trabajar en modo de conducción continua, La función básica de conversión de CD a CD se logra mediante el control de la fracción del tiempo de activación del transistor, o con relación al ciclo de trabajo k ($0 < k < 1$) con una frecuencia de conmutación constante, en la imagen se puede apreciar dos controladores PI digital, el primero es el del control de voltaje, conectado en cascada con una saturación, la salida de la saturación se usa como referencia para el controlador de la corriente, con lo cual se limita la corriente que demanda la batería en el proceso de carga.

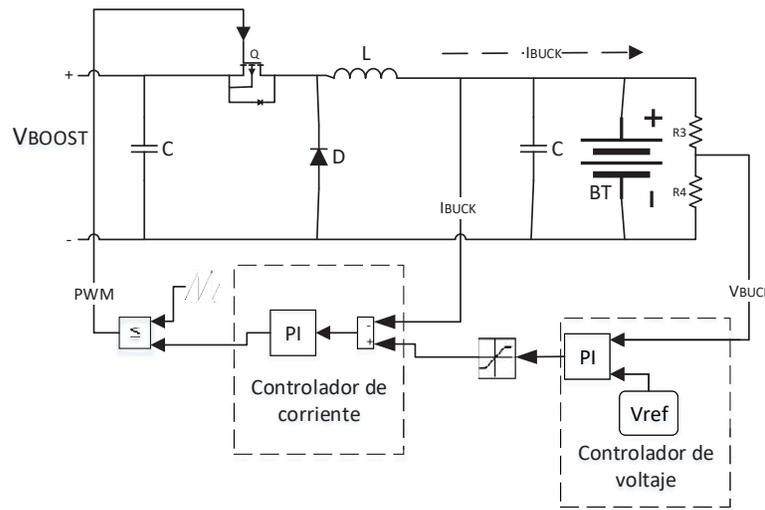


Figura 5. Esquema de control del convertidor reductor

3 Resultados

En la simulación del cargador para baterías se supone que la batería de la bicicleta eléctrica tiene 0% de carga, según la tabla 3, el voltaje mínimo de la batería cuando el gestor de carga reconoce que la batería está descargada al 100% es de 23V. La simulación de la batería se hace mediante un componente capacitivo, el cual almacena la energía, y con una componente resistiva conectada en serie que es la resistencia interna de la batería, en otros modelos eléctricos, se le integran redes RC, conectadas en serie, las cuales simulan las componentes exponenciales en las gráficas de carga y descarga de la batería, generalmente estos se utilizan para aplicaciones de precisión, donde se desea saber el estado de carga real en la batería [21] [12] .

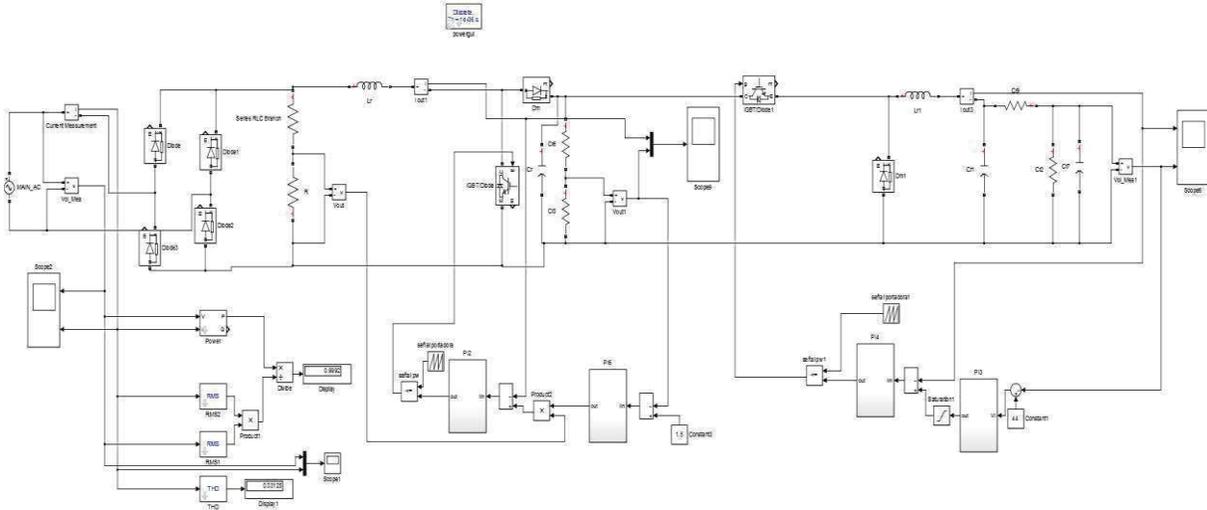


Figura 6. Simulación de topologías utilizadas en cargadores para baterías.

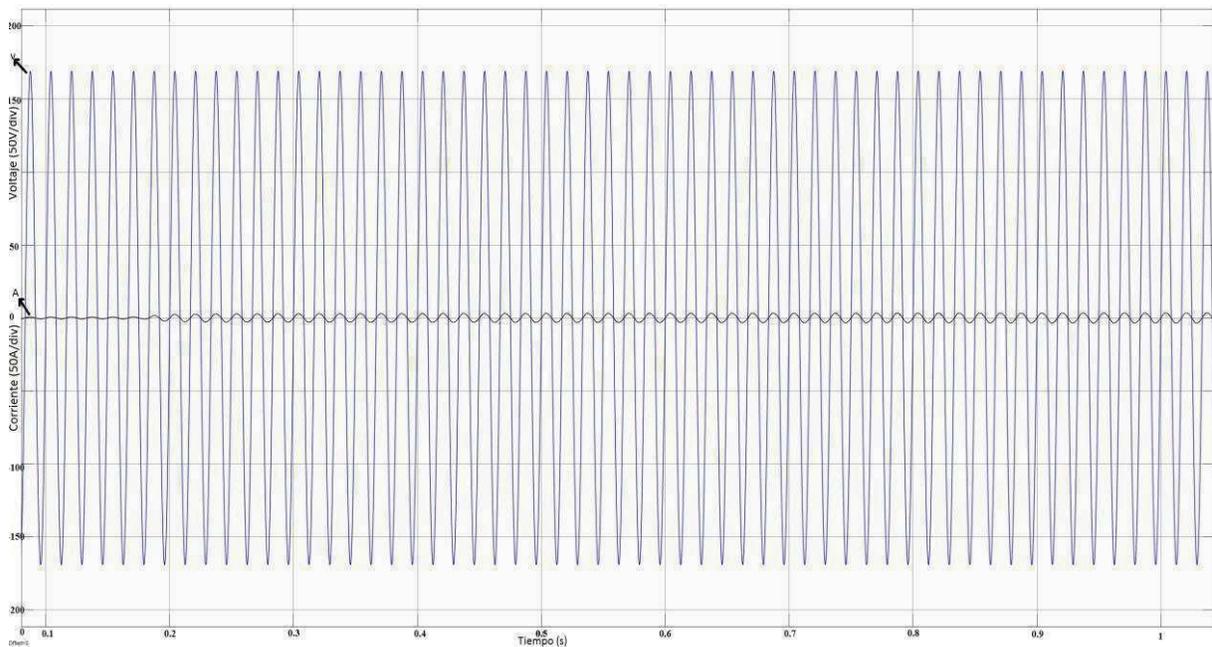


Figura 7. Formas de onda de la corriente y voltaje de línea

En la figura 7 se puede observar las formas de onda de las señales sinusoidales, como se puede ver el nivel de la amplitud de la corriente tiene diferentes niveles, esto se debe a las variaciones de la carga, la forma de onda va aumentando gradualmente, con respecto al consumo de energía de la batería, si bien, al inicio se encuentra descargada al 100% debería de consumir más energía, pero como la corriente de carga es limitada por el convertidor buck y el voltaje en la batería es el mínimo, entonces la potencia que consume es mayor conforme aumenta el voltaje en la batería. Estas variaciones de corriente también se pueden observar en la figura 9, en donde se presentan las formas de onda en la salida del convertidor boost, la forma de onda de color azul representa el voltaje y en negro la corriente de línea.

En la figura 6 se muestran los valores del factor de potencia y de distorsión armónica total, como se mostró en la figura 7 la corriente de línea es forzada a entrar en fase con el voltaje de línea, como se puede ver el valor del factor de potencia es de 0.9997 lo cual se encuentra muy cerca a la unidad, y tiene una baja distorsión armónica, que se encuentra en los valores de 0.7 %.

Las formas de onda de la figura 8 corresponden a la corriente en la bobina del convertidor boost (negro), como se puede ver es una onda rectificadora, la cual está en fase con el voltaje rectificado, pero con diferente amplitud, la línea azul corresponde al voltaje en el divisor resistivo, el cual representa el voltaje en el capacitor del convertidor boost.

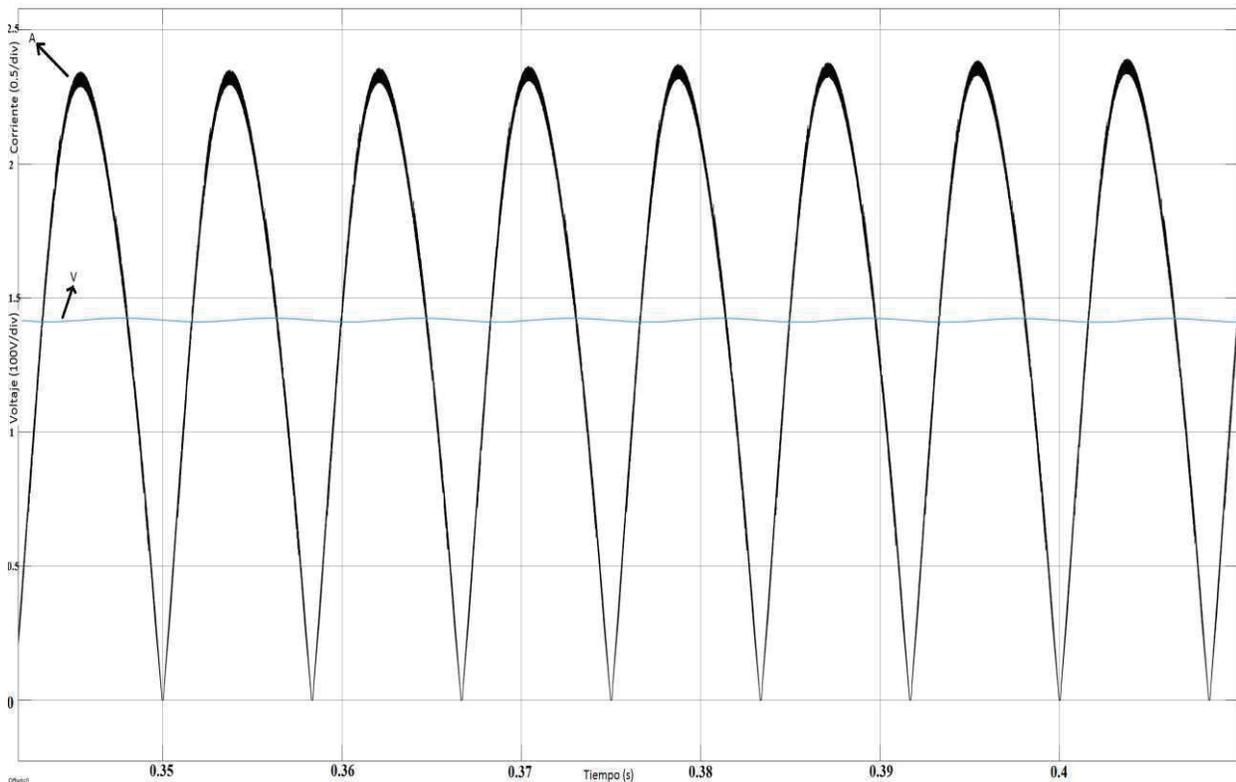


Figura 8. Formas de onda del voltaje y la corriente en la salida del convertidor boost

En la figura 9 se muestran las formas de onda del voltaje y la corriente en el convertidor buck, en esta imagen se puede observar el primer periodo de carga, donde la corriente se mantiene constante y el voltaje en la batería va aumentando gradualmente, el segundo periodo de carga es cuando el voltaje en la batería se mantiene constante y la corriente de carga comienza a disminuir, hasta que llega a un valor donde solamente consume la corriente que supe su autodescarga. En el caso de la batería de la bicicleta eléctrica, si la corriente de carga es mayor a 6.6A o el voltaje mayor a 44V, el circuito de la figura 3 deja de conducir, con el fin de proteger a la batería de sobre corrientes.

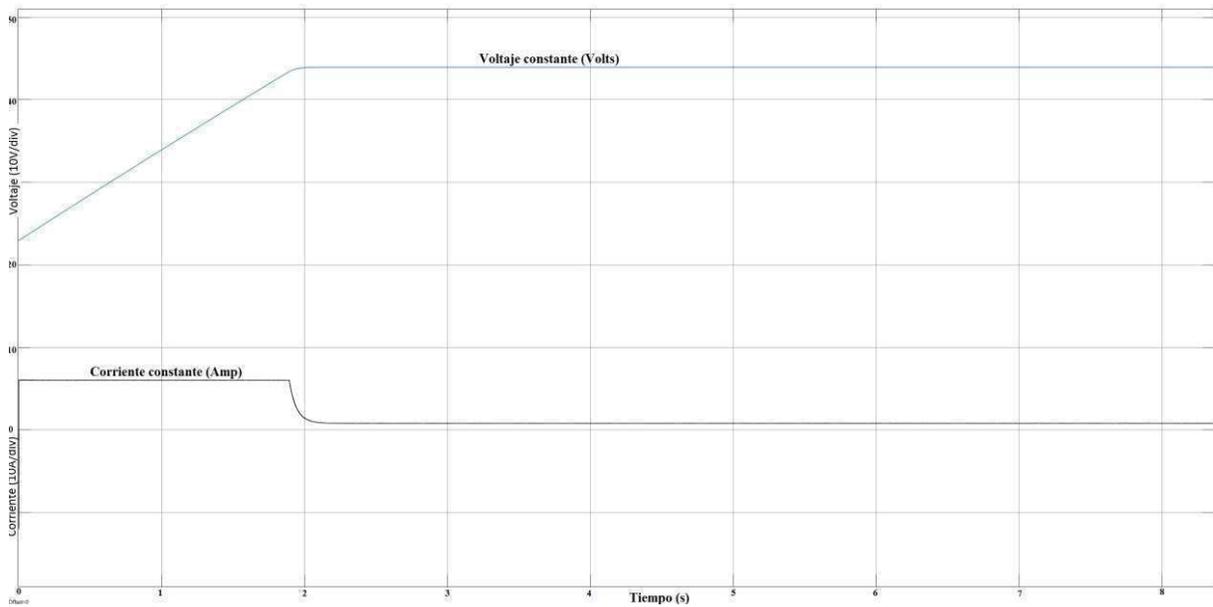


Figura 9. Formas de onda del voltaje y la corriente de carga en la batería.

4 Conclusiones

La autonomía de la asistencia del motor en una bicicleta eléctrica se ve limitado por la cantidad de energía que pueda almacenarse en la batería, por lo que una manera de resolver el problema de la autonomía es aumentando la velocidad de carga, como existe una etapa de carga en la batería que puede soportar altas corrientes de carga, aproximadamente 1C, entonces se puede aprovechar para diseñar cargadores de baterías que soporten esta etapa de carga, de aquí viene la importancia de la simulación del control de convertidores CD/CD, para su implementación en el cargador de baterías de una bicicleta eléctrica.

En el trabajo desarrollado se presentan la simulación de convertidores CD/CD para su implementación en un cargador de baterías de li-ion de una bicicleta eléctrica, como el cargador con el que cuenta la bicicleta es de 60W, actualmente tarda aproximadamente 6 horas en recargarse, según la profundidad de descarga, con la implementación de lo mostrado en la simulación, el tiempo de recarga se reducirá aproximadamente a 1 hora, esto se debe al incremento en la corriente de carga, teniendo un buen resultado en la reducción del tiempo de carga y una buena respuesta en con las topologías de convertidores utilizadas, habiendo seleccionado estas por su fácil implementación y bajo costo, puesto que se reducen los dispositivos pasivos y semiconductores.

Referencias

- [1] Candex Electronics Inc. "Batteries in a protableworld, Battery university", Canada, 2011
- [2] T.R. Crompton. "Battery Reference Book", Newnes, Tercera edición, 2000
- [3] David Linden, Thomas B. Reddy. "Handbook of Batteries". Third Edition. McGraw-Hill Handbooks, New York, 1995.
- [4] B. Abdi, M.B. Menhaj, L. Yazdanparast, J. Milimonfared, "*The Effect of the Transformer Winding on the Reliability of Switching Power Supplies*", IEEE, 2006
- [5] B. Abdi, A. H. Ranjbar, J. Milimonfared, G. B. Gharehpetian, "*Reliability calculation of fuel cell DC-DC converters and determination of optimal topology from reliability point of view*". To be appeared in IEEE Proc. PED's 27-30 November 2007.
- [6] ON Semiconductor, "Power Factor Correction Handbook", 2007

- [7] European power supply manufacturers association, Harmonic Current Emissions, 2010.
- [8] Coa J., Emadi A., Batteries Need Electronics, IEEE Industrial Electronics Magazine. IEEE, pp. 27-35, 25 de marzo de 2011
- [9] Török L., Mathe L., Munk-Nielsen S. "Robust control of boost PFC converter using adaptive PLL for line synchronization". *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE, 7098-7102. 10-13 Nov. 2013.*
- [10] Texas Instruments, "bq769x0 3-Series to 15-Series Cell Battery Monitor Family for Li-Ion and Phosphate Applications" May 2016.
- [11] Samsung SDI CO., LTD. "Lithium-ion rechargeable cell for power tools, model name: INR18650-25R" Energy business division, Mar. 2014.
- [12] Horkos P., Yammine E., Karami N., "Review on Different Charging Techniques of Lead- Acid Batteries", Technological Advances in Electrical, Electronics and Computer Engineering (TAECE), 2015 Third International Conference, pp. 27- 32, April 29 2015-May 1 2015.
- [13] Hua, C., & Lin, Y., "A study of charging control of lead-acid battery for electric vehicles," in IEEE International Symp. on Proceedings of the 2000 Industrial Electronics, Cholula, Puebla, 2000, vol 1, pp. 135-140.
- [14] Hankaniemi M., Karppanen M. Suntio T. "Dynamical Characterization of Voltage-Mode Controller Buck Converter Operating in CCM and DCM", Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International. pp. 816-821, 30 Agost-1 Sep. 2006
- [15] Zhou G., He S., Zhang X., Zhong S. "Critical output-capacitor ESR for stability of V^2 controlled buck converter in CCM and DCM" Electronics letters, Vol. 50 No. 12 pp. 884–886, June 2014.
- [16] Hart D., "Electrónica de potencia", Madrid, Primera Edición, Prentice Hall, 2001.
- [17] Mohan N., Undeland T. Robbins "Electronica de potencia. Convertidores, aplicaciones y diseño". México, Primera edición, Mc Graw Hill, 2009
- [18] Rashid M., "Electrónica de potencia circuitos. dispositivos y aplicaciones" México, Tercera edición, Person.
- [19] Muñoz J. "Convertidor boost en modo de corrección del factor de potencia usando la técnica ZAD", Manizales, Colombia, Universidad Nacional de Colombia, Master's thesis, 2012.
- [20] Erickson R. Maksimovic D., "Fundamentals and power electronics", Boulder, Colorado, Segunda edición, 2004.
- [21] Wen L., Yee P. "Modeling of Lithium-Ion Battery Using MATLAB/Simulink", Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE, pp 1729-1734, 6 Junio 2014.
- [22] Chen M., Rincón Gabriel, "Accurate Electrical Battery Model Capable of Predicting Runtime and I–V Performance", IEEE Transactions On Energy Conversion, VOL. 21, NO. 2, pp 504-511, JUNE 2006

Cap.2 Diseño de un Filtro Activo de Potencia Trifásico para la Compensación de Energía Reactiva y Armónicos

Pérez López Allan, Morales Caporal Roberto, Ordoñez Flores Rafael,
Montiel Gómez German, Cervantes Hernández David

Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Apizaco
División de Estudios de Posgrado e Investigación
Carretera Apizaco Tzompantepec, esquina con Av. Instituto Tecnológico S/N, Conurbado Apizaco-
Tzompantepec, Tlaxcala, Méx.
C.P. 90300. Tel: (01241) 417 20 10, Ext. 145

Resumen

En éste artículo se describe el diseño de un filtro activo de potencia trifásico para la reducción de los efectos causados por la baja calidad de energía eléctrica en los sistemas de distribución. El filtro activo propuesto se desarrolla utilizando una topología de inversor trifásico de dos niveles como fuente de voltaje (VSI) para la compensación del factor de potencia y armónicos de corriente; además se logra la compensación de la corriente en el conductor neutro y el balanceo de cargas. Esto se logra mediante el uso de la teoría del sistema de referencia síncrono (DQ) para obtener las corrientes de referencia y controles digitales para el control de las corrientes de fase y el voltaje de cd. La verificación del diseño del filtro activo de potencia se realiza mediante simulaciones con cargas lineales y no lineales en Matlab Simulink. Con este sistema se pretende reducir las pérdidas de energía tanto en transformadores como en las líneas de transmisión.

Palabras Clave: filtro activo de potencia, armónicos de corriente, factor de potencia, control digital.

1. Introducción

Los problemas de calidad de energía eléctrica tradicionalmente solo involucraban el bajo factor de potencia debido al uso de máquinas de inducción, pero ya que en las últimas décadas se ha incrementado el uso de cargas no lineales, tales como fuentes de alimentación conmutadas, inversores, rectificadores, variadores de velocidad, entre otros, se ha generado una especie de contaminación en las líneas de distribución comerciales e industriales denominada armónicos de corriente. Estos armónicos de corriente han disminuido la calidad de energía de los sistemas de distribución y traen como consecuencia pérdidas de energía, resonancia en bancos de capacitores, sobre calentamiento de transformadores, fallas de operación en equipos electrónicos sensibles, entre otras. [1][2]

Los armónicos de corriente no solo afectan a los diferentes usuarios que se encuentran conectados en una red de distribución, sino también afectan a las empresas suministradoras de energía eléctrica, esto se debe a que al generarse estos armónicos se producen efectos no deseados sobre los sistemas de distribución, por ejemplo, los transformadores tienen pérdidas en el cobre las cuales causan un incremento en la temperatura; otro efecto es el aumento en las vibraciones en el núcleo, lo que reduce el tiempo de vida del mismo. [3][4]

Por su parte, el sistema de transmisión también sufre de los efectos de los armónicos de corriente, ya que causan el incremento del efecto piel, pérdidas en la capacidad de transmisión de la

línea al aumentar la resistencia en ca; otro efecto son las caídas de voltaje que se generan por el efecto de los armónicos a través de las diferentes impedancias de las cargas. [3][4]

Para la compensación de armónicos de corriente, muchos autores han propuesto topologías de compensadores de potencia [5] y sus respectivas estrategias de control [6]. Dichos equipos son comúnmente conocidos como filtros activos de potencia (FAP) [7], filtros pasivos de potencia [8] y filtros híbridos [9].

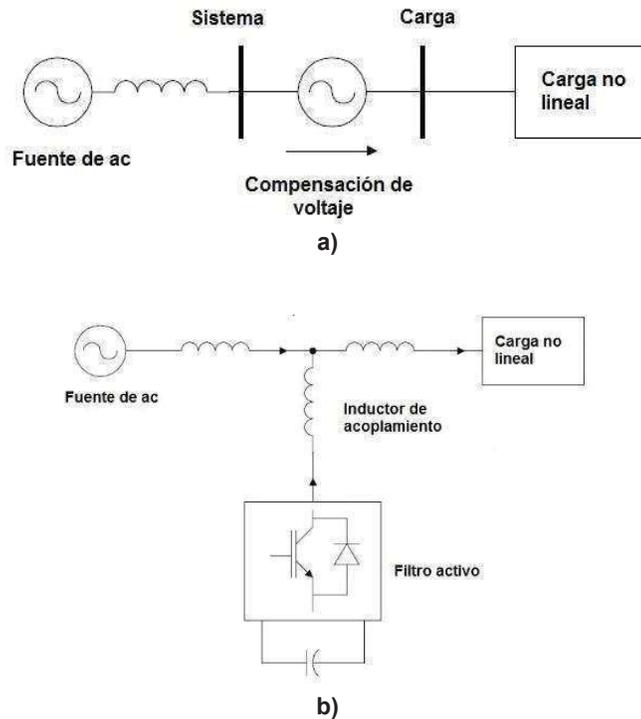


Figura 1. Filtro activo a) serie y b) paralelo

Los más efectivos y utilizados de acuerdo a la literatura son los FAP, estos se encuentran en dos topologías, en serie y en paralelo, ver figura 1. Dependiendo de la topología utilizada son las características de compensación de cada filtro activo.

En la actualidad se han desarrollado varias técnicas de control para los FAP, cada una con sus beneficios y limitantes, las principales son la teoría de la potencia instantánea PQ [10], [11], [12], la teoría de la potencia conservativa CTP [13], [14] y la teoría del sistema de referencia síncrono DQ [15], [16]. Se utilizará la teoría DQ debido a las ventajas que ofrece con respecto a las antes mencionadas, ya que el cálculo de las corrientes de referencia no depende de las magnitudes de las fuentes de voltaje, como en el caso de la teoría PQ, por lo tanto, las señales de voltaje no están afectadas por voltajes no sinusoidales o desbalanceados [17], y al no realizar cálculos de las potencias instantáneas, se reduce el tiempo de computación necesario para generar una señal de referencia. [6]

Para combatir los problemas generados en los sistemas de transmisión, se ha propuesto el uso de un FAP paralelo trifásico a cuatro hilos, figura 2, el cual tiene las siguientes características:

- Filtrado de corrientes armónicas
- Compensación dinámica de factor de potencia
- Balanceo de corrientes
- Reducción de corrientes en el neutro.

Este FAP se encontrará situado cerca del transformador de distribución, figura 3, para así mitigar los efectos causados por los armónicos de corriente a los sistemas de distribución de las compañías de suministro eléctrico, esto les permitirá un gran ahorro en pérdidas de energía durante la transmisión y distribución, así mismo se alargará la vida útil de aquellos transformadores que se encuentren en zonas con un alto contenido armónico.

En las siguientes secciones se describe la técnica de control utilizada, el diseño del filtro activo de potencia trifásico y su desempeño en un ambiente de simulación con diferentes cargas trifásicas (lineales y no lineales).

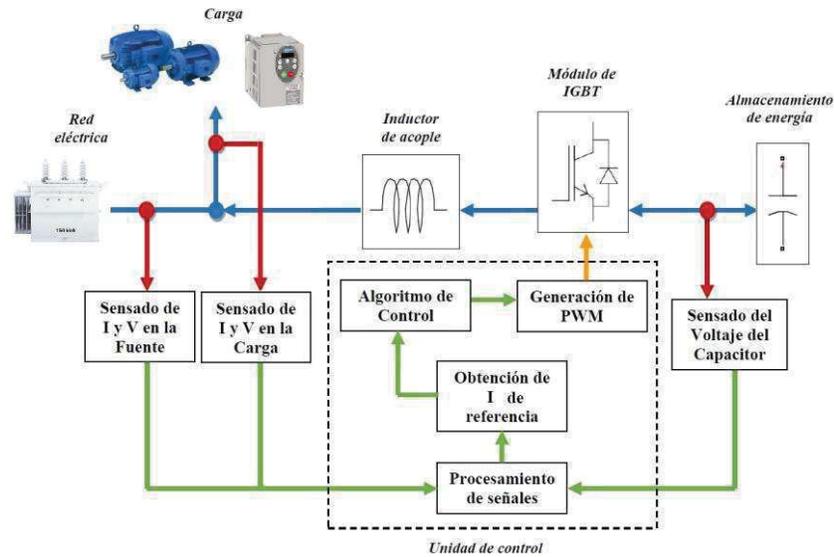


Figura 2. Diagrama de un FAP paralelo



Figura 3. Idea propuesta para la compensación de armónicos

2. Filtro activo de potencia

2.1. Topología utilizada

Los filtros activos paralelos compensan las corrientes armónicas inyectando corrientes de compensación armónicas iguales pero opuestas. En este caso, el filtro activo actúa como fuente de corriente inyectando componentes armónicas opuestas a las generadas por la carga. Como resultado, las componentes armónicas contenidas en la corriente de la carga son canceladas por el efecto del filtro activo y la corriente de la fuente permanece sinusoidal y en fase con el respectivo voltaje de fase a neutro. Este principio es aplicable a cualquier tipo de carga considerada como fuente de armónicos. Además, con la técnica de control apropiada, el filtro activo puede compensar el factor de potencia. De esta forma, el sistema de distribución ve la carga no lineal y el filtro activo de potencia como una resistencia ideal. [18]

Los filtros activos de potencia paralelos son normalmente implementados con inversores fuente de voltaje (VSI, por sus siglas en inglés), en este tipo de aplicación, el VSI opera como una fuente de voltaje controlada por corriente.

Tradicionalmente, los VSI de 2 niveles han sido utilizados para implementar dichos sistemas conectados a la línea de ca a través de inductores de acoplo. Este tipo de configuraciones están dirigidas a compensar cargas no lineales de media potencia (cientos de kVA) debido a las limitaciones de los valores de semiconductores. Sin embargo, en los últimos años se han propuesto VSI multinivel conectados en paralelo a un bus de cd para una mayor potencia.

Dentro de los filtros activos trifásicos a cuatro hilos existen dos variantes, la primera es una configuración de cuatro ramas, donde tres de estas ramas se conectan a las fases *abc* mediante un inductor de acoplo, y la rama restante se conecta al neutro. La segunda configuración, figura 4, utiliza un inversor trifásico estándar conectado a las fases mediante inductores de acoplo al igual que la topología de cuatro ramas. La diferencia reside en el lado del bus de cd, donde el capacitor se divide en el punto medio de la conexión de los capacitores para proporcionar una ruta de retorno para las corrientes del neutro, esta configuración es la que se utilizará, ya que utiliza un menor número de componentes y por lo tanto se reduce el costo futuro de implementación.

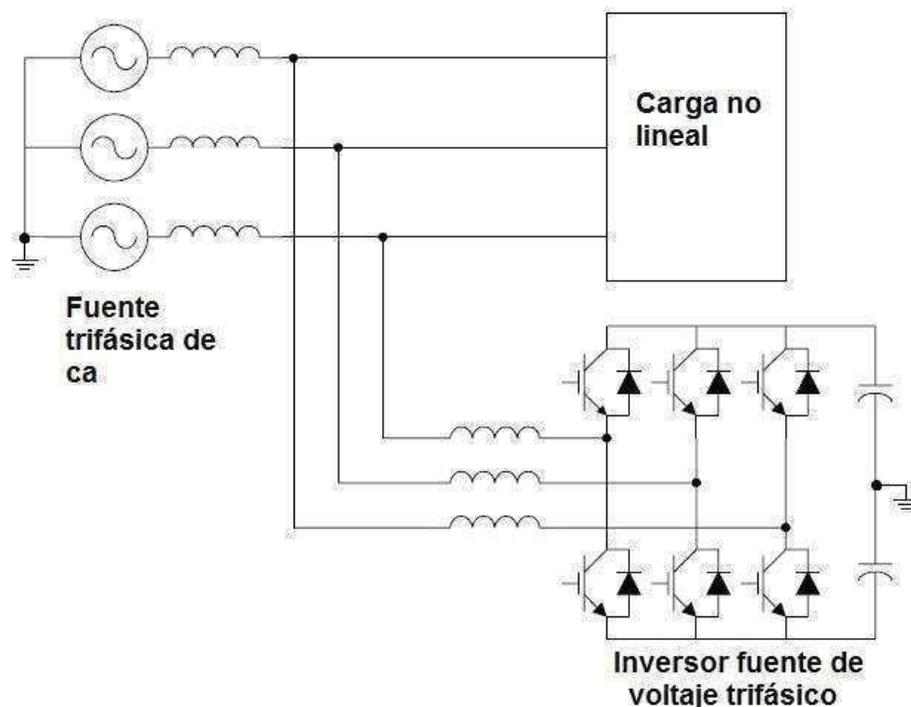


Figura 4. Topología VSI para filtro activo de potencia trifásico con capacitor dividido.

El esquema de control de un filtro activo paralelo debe calcular la forma de onda de la corriente de referencia para cada fase del inversor, manteniendo el nivel de voltaje de cd constante, y generando las señales de compuerta del inversor.

El circuito de corrientes de referencia genera las corrientes de referencia requeridas para compensar las corrientes armónicas y la energía reactiva de la carga, y mantiene constante el voltaje de cd a través de los capacitores. La efectividad de la compensación de un filtro activo depende de la habilidad de seguir con un mínimo error y retraso de tiempo las señales de referencia calculadas para compensar la corriente distorsionada de la carga. [19]

Finalmente, la unidad de control de voltaje de cd debe mantener el voltaje total del bus de cd constante e igual a un valor de referencia establecido previamente. El control de voltaje de cd se logra ajustando una pequeña cantidad de energía activa absorbida por el inversor. Esta pequeña cantidad es ajustada para cambiar la amplitud de la componente fundamental de la referencia de corriente.

2.2. Obtención de corrientes de referencia

En este trabajo utilizamos un algoritmo de control basado en la teoría DQ para extraer las corrientes de compensación para las tres fases del FAP (i_a^* , i_b^* , i_c^*).

Este enfoque utiliza los vectores de transformación de las señales de entrada de un sistema trifásico a-b-c a un sistema de coordenadas de rotación d-q, figura 5. Esta transformación se realiza en dos etapas, la primera transforma los vectores de un sistema trifásico a un sistema de coordenadas rectangulares $\alpha - \beta$, transformación de Clark, según la ecuación (1). [6]

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

En el siguiente paso los vectores son transformados en un sistema rotatorio $d - q$, transformación de Park. Como se muestra en la ecuación (2).

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

En este punto, las corrientes obtenidas i_d e i_q están compuestas por componentes de ca y de cd. La parte de cd representa la corriente de carga fundamental (activa y reactiva), y la parte de ca representa las componentes armónicas. Para obtener las corrientes necesarias para la correcta compensación, se implementa un filtro FIR pasa bajas, luego estos valores pasan al sistema $\alpha - \beta$. [20]

La transformación inversa requiere una transformación de vectores del sistema de coordenadas rotatorias $d - q$ a las rectangulares $\alpha - \beta$, ecuación (3).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3)$$

Luego la transformación al sistema trifásico, ecuación (4).

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

La ventaja de esta transformación es que el sistema no requiere del cálculo de la potencia activa y reactiva. Si el curso de la función $\cos \theta$ coincide con el curso del armónico fundamental de la fase a, el sistema dq rota en sincronía con el curso del armónico fundamental de voltaje. En este sistema de referencia los componentes que están en fase con el armónico fundamental del voltaje, se representan con valores constantes. En este caso, el valor promedio de la componente de corriente del eje d corresponde a la componente activa de la fuente de corriente en el sistema de coordenadas rotatorias. Sin embargo, los valores óptimos de las corrientes instantáneas pueden ser calculados directamente conociendo las componentes de fase de las corrientes en el nuevo sistema de coordenadas (d y q). Esto nos lleva al hecho de que la única componente deseada es la componente constante (cd) de i_d .

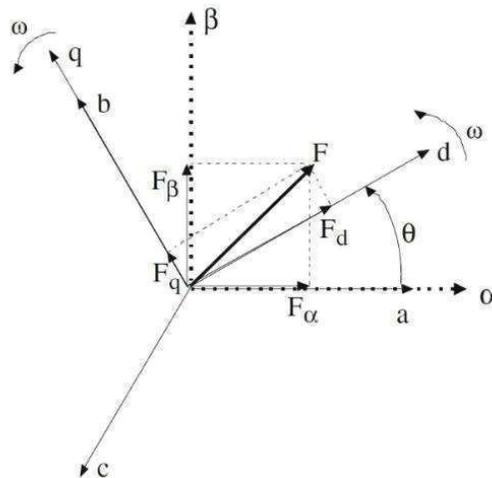


Figura 5. Transformación de un sistema trifásico a-b-c a un sistema rotatorio d-q

Al eliminar el cálculo de valores de potencia activa y reactiva, se logra una significativa reducción en el número de operaciones matemáticas requeridas en cada ciclo de cálculo. Esto nos lleva a mejorar las propiedades dinámicas del sistema. Se utiliza un PLL para determinar el ángulo θ que asegure el correcto cálculo de las corrientes óptimas y las corrientes de compensación, incluso en el caso de tener voltaje distorsionado periódico. En el caso de voltaje asimétrico, este método es equivalente al método de Akagi. [21]

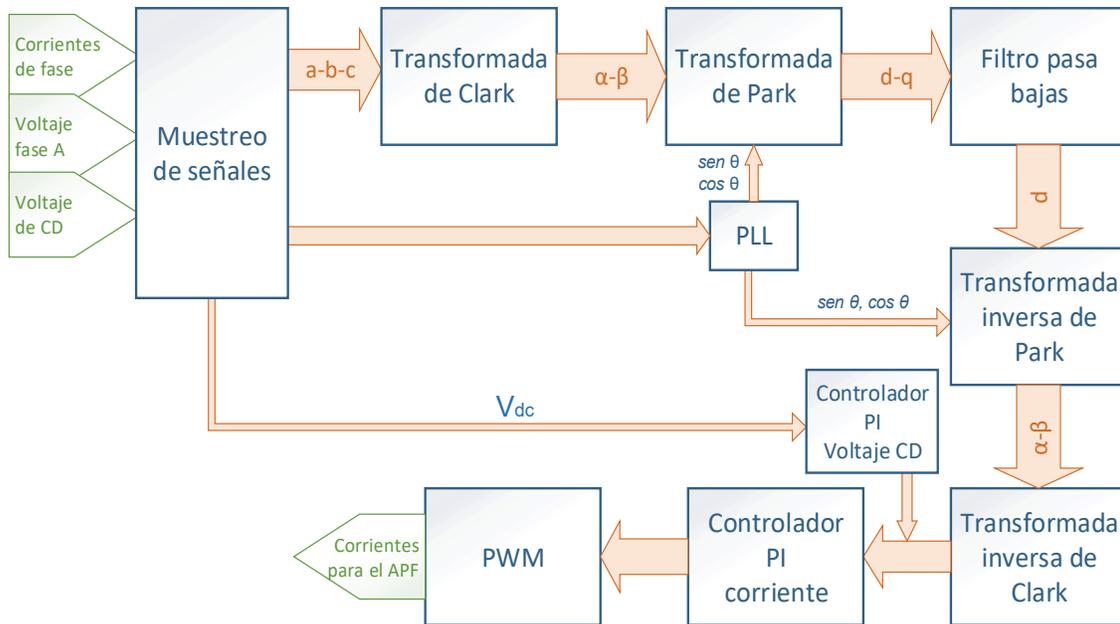


Figura 6. Diagrama a bloques del algoritmo de control basado en la teoría DQ

En la figura 6 se muestra un diagrama a bloques del algoritmo de control utilizando la teoría del sistema de referencia síncrono (DQ). El primer paso es la obtención de las señales de corriente y voltajes para el PLL, después convertimos de $a-b-c$ a $d-q$, en ese punto se aplican filtros pasa bajas para obtener la componente de cd, luego se vuelve a convertir a $a-b-c$ a través de transformadas inversas, las señales que se obtienen se pasan por un control PI para obtener las señales que se mandaran a la unidad PWM de donde se tienen las corrientes del filtro activo.

3. Resultados de la Simulación

Para validar el correcto funcionamiento del algoritmo de control basado en la teoría DQ, se tiene un FAP con los parámetros mostrados en la tabla 1, los valores del filtro se calcularon de acuerdo a [22], [23], [24], [25]. Este sistema está conectado a dos cargas, una lineal, carga LC, y otra no lineal, rectificador trifásico con carga resistiva. Los valores de estas cargas se muestran en la tabla 2.

El sistema del FAP con el cual se realiza la simulación en Matlab Simulink se muestra en la figura 7 y cuenta con una etapa de obtención de señales, después de esta se encuentra el control digital para voltaje de CD y corrientes; el PWM se obtiene a partir de una portadora triangular a 15kHz.

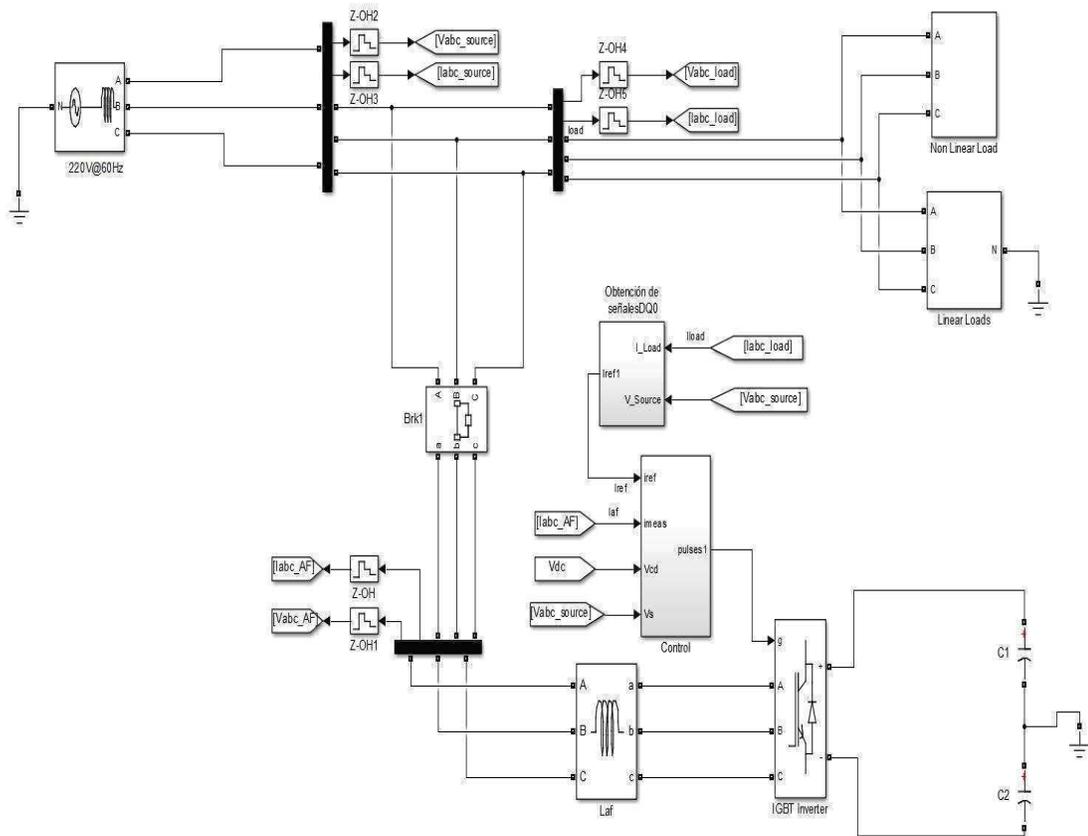


Figura 7. Configuración del filtro activo de potencia trifásico

En este trabajo se simulan tres condiciones de carga diferentes, la primera solo con carga lineal, después con carga no lineal y otra con una combinación de ambas. En los tres casos se observa la respuesta dinámica del sistema.

3.1. Compensación de potencia reactiva

Una de las funciones de compensación que nos ofrece un FAP, es la compensación de potencia reactiva, esta compensación se puede realizar dependiendo de la configuración que se tenga en la obtención de señales. En la figura 8 se observa la respuesta dinámica del FAP.

Tabla 1. Parámetros del filtro activo de potencia trifásico

Parámetro	Valor
Voltaje de línea	220 V
Corriente de línea	40 A
Potencia	15 kVA
Voltaje de CD	600 V
Frecuencia fundamental	60 Hz

Frecuencia de conmutación	15 kHz
Capacitor	1.5 mF
Inductor	7 mH

Tabla 2. Parámetros de las cargas

Parámetro	Valor	
	Carga Lineal	Carga no Lineal
Potencia	10.5 kVA	7 kVA
Factor de potencia	0.44	1
THD	0	35%
Resistencia		13 Ω

En la figura 8b se muestra la compensación dinámica de la corriente de la fuente, donde se pasa de tener un factor de potencia de 0.44 cuando el FAP se encuentra desconectado del sistema, a 0.99, cuando se conecta el FAP. Con la compensación de la potencia reactiva se logra mejorar el factor de potencia de la carga que esté conectada al sistema, y con ello reducir el consumo de corriente. Debido a la conmutación de los IGBT's, se crea un rizo en la forma de onda de la corriente, pero este se mantiene en valores bajos.

En la tabla 3 se observan los resultados obtenidos con esta configuración, el THD del sistema se incrementa a un 3% debido al rizo introducido por el FAP. Por otra parte, la corriente consumida se reduce a 12.44 A.

3.2. Compensación de armónicos

Otra función que nos ofrece un FAP es la compensación de armónicos, puede ser de un armónico en específico, o de un rango de armónicos. Esto depende de los ajustes que se realicen en algoritmo de control. En la figura 9 se muestran los resultados obtenidos de esta simulación al conectar cargas no lineales (rectificador trifásico con una resistencia).

Tabla 3. Valores de THD y FP en compensación de potencia reactiva

	Fase A		Fase B		Fase C	
	Carga	Fuente	Carga	Fuente	Carga	Fuente
THD	0%	3%	0%	3%	0%	3%
Factor de potencia	0.44	0.99	0.44	0.99	0.44	0.99
Corriente (A)	27.81	12.44	27.81	12.44	27.81	12.44
Potencia Activa (W)	1566	1575	1566	1575	1566	1575
Potencia Reactiva (VAR)	3167	4	3167	4	3167	4

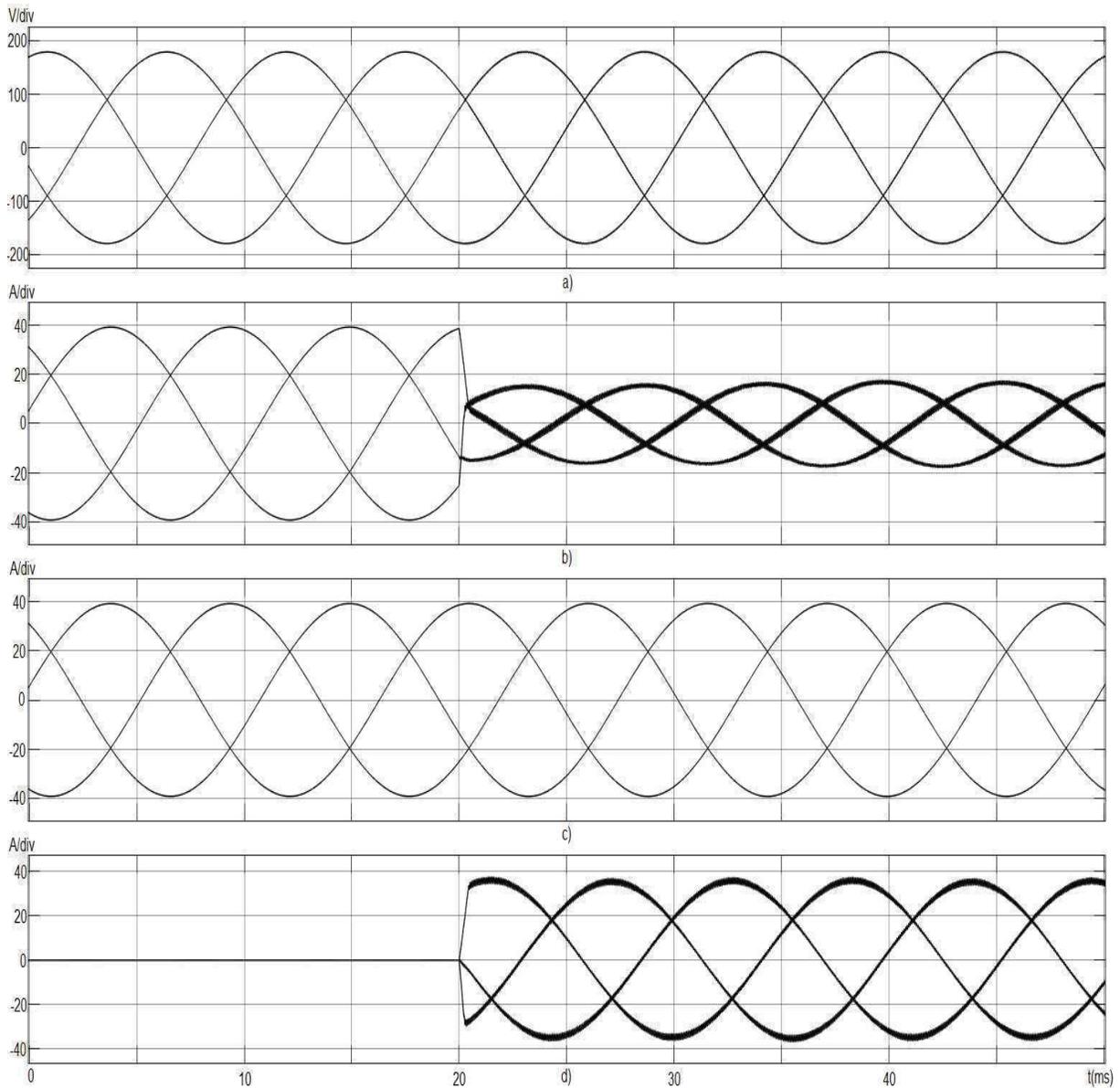


Figura 8. Formas de onda de las tres fases en la compensación de potencia reactiva, a) Voltaje de la fuente, b) Corriente de la fuente, c) Corriente de la carga y d) Corriente del FAP.

En la figura 9b se muestra la respuesta dinámica al conectar una carga no lineal, se observa la reducción del THD (contenido armónico total), ya que al conectarse el FAP, la forma de onda de la fuente sigue la forma de onda sinusoidal de la corriente de referencia, con lo cual se verifica el funcionamiento del algoritmo de control. En la figura 9d, se muestra la forma de onda que es inyectada por el FAP con el propósito de cancelar el contenido armónico de la carga y así lograr que la forma de onda de la fuente sea sinusoidal. Ambas formas de onda muestran el comportamiento dinámico del

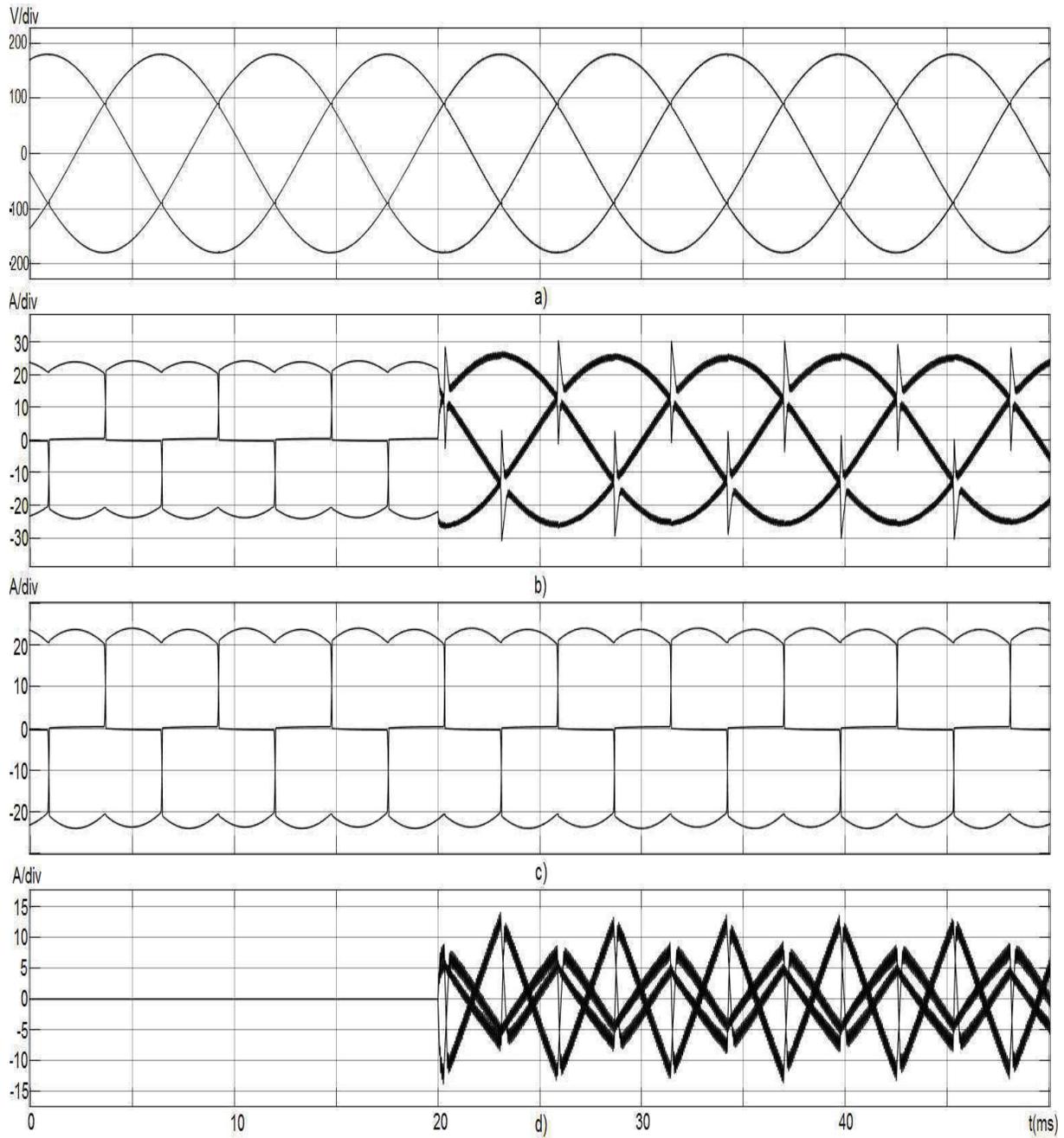


Figura 9. Formas de onda de las tres fases en la compensación de armónicos, a) Voltaje de la fuente, b) Corriente de la fuente, c) Corriente de la carga y d) Corriente del FAP.

Tabla 4. Valores de THD y FP en compensación de armónicos

	Fase A		Fase B		Fase C	
	Carga	Fuente	Carga	Fuente	Carga	Fuente
THD	35%	10%	35%	10%	35%	10%
Factor de potencia	1	1	1	1	1	1

Corriente (A)	18.65	18.07	18.65	18.07	18.65	18.07
Potencia Activa (W)	2269	2273	2269	2273	2269	2273
Potencia Reactiva (VAR)	12	2	12	2	12	2

sistema, al pasar de un estado donde no se tiene conectado el FAP a uno donde está funcionando por completo.

En la tabla 4 se muestran los resultados obtenidos en la simulación, el THD se logra reducir a un nivel de 10%, mientras que el factor de potencia se mantiene unitario.

3.3. Compensación de potencia reactiva y armónicos

Como se vio en los casos anteriores, se puede compensar potencia reactiva y armónicos por separado, logrando obtener buenos resultados. En la actualidad no es tan común encontrar sistemas con únicamente cargas lineales, por lo tanto, es necesario comprobar el desempeño del algoritmo de control en condiciones donde se tengan ambos tipos de cargas conectadas al sistema, para así verificar el comportamiento del FAP cuando se compensa potencia reactiva y armónicos.

En la figura 10 se muestran las formas de onda obtenidas al conectar el FAP al sistema. En la figura 10b se observa la respuesta que genera el FAP en la corriente de la fuente, la cual reduce su contenido armónico y eleva el factor de potencia de forma significativa. Al igual que en la compensación de armónicos, la forma de onda de la corriente sigue una forma sinusoidal.

En la tabla 5 se tienen los resultados obtenidos al compensar potencia reactiva y armónicos.

Tabla 5. Valores de THD y FP en compensación de potencia reactiva y armónicos

	Fase A		Fase B		Fase C	
	Carga	Fuente	Carga	Fuente	Carga	Fuente
THD	16%	6%	16%	6%	16%	6%
Factor de potencia	0.77	0.99	0.77	0.99	0.77	0.99
Corriente (A)	39.6	30.4	39.6	30.4	39.6	30.4
Potencia Activa (W)	3836	3843	3836	3843	3836	3843
Potencia Reactiva (VAR)	3179	8	3179	8	3179	8

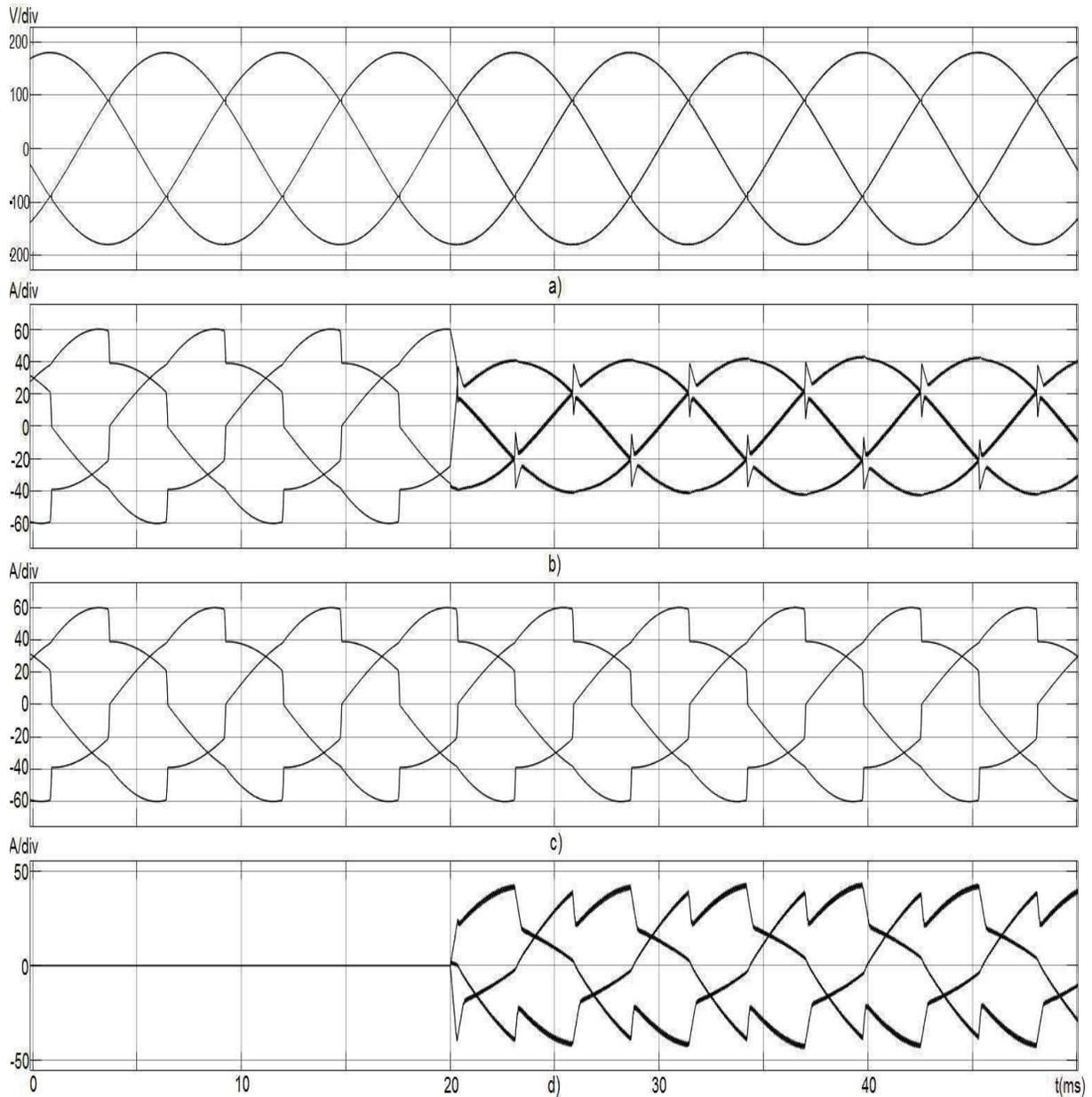


Figura 10. Formas de onda de las tres fases en la compensación de potencia reactiva y armónicos, a) Voltaje de la fuente, b) Corriente de la fuente, c) Corriente de la carga y d) Corriente del FAP.

4. Conclusiones

En la simulación se muestra el funcionamiento del filtro activo en diferentes condiciones de carga (lineal, no lineal y una combinación de ambas), utilizando la teoría DQ para la generación de las corrientes de referencia y un controlador PI para corrientes de fase y voltaje de cd, se observa que la respuesta dinámica del filtro activo es la esperada, debido a que se logra compensar en su totalidad el factor de potencia y se reduce el contenido armónico a niveles menores al 10%.

Dado que el sistema ofrece buenos resultados se comprueba que es factible para su implementación en hardware y un futuro desarrollo para reducir las pérdidas en los sistemas de distribución de energía eléctrica, con lo cual se pretende beneficiar a las empresas generadoras de

energía eléctrica. Otro punto no menos importante es el beneficio que traerá a los usuarios que se encuentran conectados en zonas con un gran contenido armónico, ya que esto les generara menos problemas en sus equipos electrónicos sensibles.

Referencias

- [1] Afonso J., Aredes M., Watanabe E. y Martins J. “*Shunt Active Filter for Power Quality Improvement*”, International Conference UIE 2000 – “Electricity for a Sustainable Urban Developmet”, pp. 683-691, Lisboa, Portugal, 2000.
- [2] Kanaan H., Georges S. Hayek A. y Al-Haddad K., “*Modelling and Comparative Evaluation of Control Techniques Applied to PWM Three-Phase Four-Wire Shunt Active Power Filter*”, 1ST IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, IEEE, pp. 1-6, 2006.
- [3] Chattopadhyay S., Mitra M., Sengupta S., “*Electric Power Quality*”, Springer, Inglaterra, 2011.
- [4] Arrillaga J., Watson N., “*Power System Harmonics*”, John Wiley & Sons, Inglaterra, 2003
- [5] Peng F., “*Harmonic Sources and Filtering Approaches*”, *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. 7, No. 4, pp. 17-26, 2001.
- [6] Benysek G., Pasko M., “*Power Theories for Improved Power Quality*”, Springer, Inglaterra, 2012.
- [7] Singh B. Al-Haddad K. y Chandra A., “*A Review of Active Filters for Power Quality Improvement*”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, No. 5, pp. 960-971, 1999.
- [8] Das J., “*Passive Filters-Potencialities and limitations*”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 40, No. 1, pp. 232-241, 2004.
- [9] Lam C., Wong M., “*Design and Control of Hybrid Active Power Filtrers*”, Springer, Inglaterra, 2014.
- [10] Watanabe E., Akagi H. y Aredes M., “*Instantaneous p-q Power Theory for Compensating Nonsinusoidal Systems*”, International School on Nonsinusoidal Current Compensation (ISNCC), Lagow, Poland, 2008.
- [11] Watanabe E., Alfonso J., Pinto J. Monteiro C., Aredes M. y Akagi H. “*Instantaneous p-q power theory for control of compensators in micro-grids*”, *Przegląd Elektrotechniczny*, Vol. 86, No. 6, pp. 1-10, 2010.
- [12] Akagi H., Watanabe E. y Aredes M., “*Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*”, New Jersey: IEEE Press/Wiley-Interscience, 2007.
- [13] Paredes H., da Silva L., Brandao D. y Marafao F. “*Possible Shunt Compensation Strategies Based on Conservative Power Theory*”, *Przegląd Elektrotechniczny*, Vol. 87, No. 1, pp. 34-39, 2011.
- [14] Marafao F., Brandao D., Goncalves F. y Paredes H., “*Decoupled reference generator for shunt active filter using the Conservative Power Theory*”, *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, Vol. 24, pp. 522-534, 2013.
- [15] Bojoi R., Griva G., Bostan V., Guerreiro M., Farina F., y Profumo F., “*Current Control Strategy for Power Conditioners Using Sinusoidal Signal Integrators in Synchronous Reference Frame*,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, No. 6, pp. 1402–1412, 2005.
- [16] Marques G., “*A comparison of active power filter control methods in unbalanced and non-sinusoidal conditions*”, Proceedings of the IEEE 24th Industrial Electronics Conference, Vol.1, pp. 444–449, 1998.
- [17] Ordoñez R., Karimi C., Oueidat M. y Sadarnac D., “*Comparison of Reference Current Generation Techniques for Non-active Power Compensators Under Distorted and Umbalanced Conditions*”, 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, pp. 2297-2302, 2006.
- [18] Rashid M., “*Power Electronics Handbook*”, Academic Press, Canada, 2001.
- [19] Bajaj M., Rautela S. y Sharma A., “*A Comparative Analysis of Control Techniques of SAPF under Source Side Disturbance*”, International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies, 2016.

- [20] Acordi E., Campanhol A., Silve S., Nascimento C. y Goedtel A., “*A Study of Shunt Active Power Filters Applied to Three-Phase Four-Wire Systems*”, International Conference on Renewable Energies and Power Quality, Santiago de Compostela, España, pp. 219-224, 2012.
- [21] Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A., “*Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components*”, *IEEE Transactions Industrial Applications*, Vol. 20, No. 3, pp. 625-631, 1984.
- [22] Quinn C., Mohan N., “*Active Filtering of Harmonic Currents in Three-Phase Four-Wire Systems with Three-Phase and Single-Phase Non-Linear Loads*”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 829-836, 1992.
- [23] Singh B. N., Singh B., Chandra A. y Al-Haddad K., “*Design and digital Implementation of active filter with power balance theory*”, *IEEE Proceedings on Electronic Power Applications*, Vol. 152, No. 5, 2005.
- [24] Chen M., “*Development of Shunt-Type Three-Phase Active Power Filter with Novel Adaptive Control for Wind Generators*”, *The Scientific World Journal*, Vol. 2015, pp. 1-10, 2015.
- [25] Khadkikar V., Chandra A., Singh B., “*Digital signal processor implementation and performance evaluation of split capacitor, four-leg and three H-bridge-based three-phase four-wire shunt active filters*”, *IET Power Electronics*, Vol. 4, No. 4, pp. 463-470, 2011.

Cap.3 Diseño de un Control Simplificado de Seguimiento Solar para Espectrometría Basado en Raspberry Pi

Robles Roldan Miguel Angel, García Espinosa Manuel, Gutiérrez López Wilfrido

Universidad Nacional Autónoma de México, Centro de Ciencias de la Atmósfera, Área de Instrumentación Meteorológica.

Resumen

En este trabajo se describe el desarrollo de un sistema de control automático para espectrometría de absorción solar. Este tipo de sistemas tiene un juego de espejos móviles que redireccionan los rayos del Sol, de manera que siempre ingresen al equipo de medición. Los sistemas actuales utilizan un sistema de visión computacional para controlar la posición en la cual se encuentran los espejos.

Se propone un control simplificado con respecto a los sistemas similares existentes. Básicamente son dos las modificaciones propuestas: la primera es simplificar el cálculo de la corrección de la posición de los espejos utilizando únicamente el centroide de la imagen del Sol, en lugar de realizar una aproximación de una circunferencia; la segunda es utilizar la velocidad del Sol como variable a controlar en lugar de la posición. El sistema se encuentra aun en desarrollo pero en las pruebas observadas se tienen resultados positivos. Se utilizó una Raspberry-Pi como unidad central y un microcontrolador PIC como unidad de control de velocidad.

Palabras clave: solartracker, automatización, diseño electrónico.

1 Introducción

El presente trabajo se desarrolló en el Centro de Ciencias de la Atmósfera de la Universidad Nacional Autónoma de México (CCA, UNAM). Como su nombre lo indica, el principal objetivo de este centro es el estudio de la atmósfera. Una manera de estudiar los gases en la atmósfera es mediante el uso de espectroscopía de absorción solar. Es decir observar la interacción entre la energía emitida por el Sol y los gases en la atmósfera. Este tipo de estudios requieren de un rastreo solar, esto es, la entrada de los equipos de medición deben mantenerse apuntando siempre al Sol. A diferencia de lo que se hace con los paneles solares, concentradores solares o equipos similares; mover estos equipos para que se mantengan apuntando al Sol es impráctico, por lo que, en lugar de esto se utilizan conjuntos de espejos para redireccionar la luz.

Gisi et al. [1] propusieron Camtracker, un sistema de rastreo controlado por una computadora que calcula la posición del Sol y mueve los espejos de acuerdo a estos cálculos; además cuenta con una cámara como elemento de realimentación, el cual permite corregir los errores en el posicionamiento. Este tipo de sistemas es actualmente el más popular, ya que promete un mejor desempeño comparado con el sistema basado en cuadrantes de diodos.

El sistema de rastreo del área de espectrometría y percepción remota se encontraba basado en el funcionamiento de Camtracker. Sin embargo, aunque se encontraba en funcionamiento, requería de una actualización que permitiera subsanar algunas deficiencias e implementar mejoras. Por ejemplo, el sistema no usaba un sistema de cálculo de la posición de Sol, únicamente utilizaba el sistema de

realimentación. Por lo tanto, requería de ajustes manuales de manera continua, sobre todo en días nublados. Por esto es que se solicitó al área de instrumentación meteorológica realizar una actualización de dicho sistema, reutilizando la mayor cantidad de la infraestructura ya existente.

2 Sistema Alt-azimutal

De manera generalizada, para estudios de espectrometría de gases se utilizan sistemas de tipo alt-azimutal. Como se indica en la Fig 1, un sistema alt-azimutal, tomando como referencia el plano horizontal local, permite especificar un punto en el cielo a partir de dos coordenadas: la altitud y el azimut. El azimut se mide a partir del norte, mientras que la altitud se mide a partir del plano horizontal local.

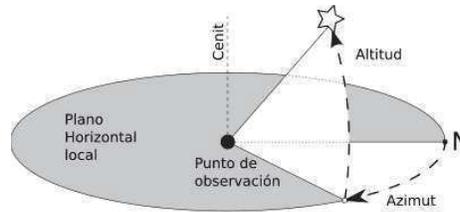


Figura 1: Diagrama del sistema alt-azimutal

Un sistema de espejos alt-azimutal aprovecha esta característica para redireccionar la luz proveniente del Sol, en cualquier posición que se encuentre, hacia un punto fijo. Para realizar esto, cuenta con un par de espejos que se encuentran en una base giratoria que se mueve en azimut (ver Fig 2). Los espejos se encuentran en una inclinación de cuarenta y cinco grados con relación a su eje. Adicionalmente uno de los espejos (espejo 1 en la Fig 2) también tiene un movimiento en altitud. Como se ilustra en la Fig 2, la luz proveniente del Sol llega al espejo 1 y se refleja al espejo 2. El espejo 2 a su vez refleja la luz hacia abajo. Mayor detalle del comportamiento de este tipo de sistemas puede encontrarse en [2].

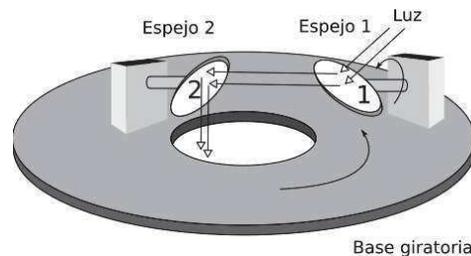


Figura 2: Sistema de espejos alt-azimutal

Si los movimientos en altitud y azimut de los espejos corresponden con los del Sol, después del espejo 2 la luz se encontrará de manera fija en un punto. Sin embargo el haz de luz resultante es vertical y la mayoría de los equipos requieren un haz de luz horizontal. Con el fin de solucionar este problema y hacer adecuaciones adicionales, se recurre a uno o más espejos, prismas, lentes, etc. Dichas adecuaciones son muy particulares y dependen del sensor o equipo(s) a utilizar, y escapan del objetivo de este trabajo por lo que no se tratará.

3 Propuesta de diseño

Esta sección describe de manera resumida el diseño general propuesto, de manera que permita una visión completa del sistema.

Un sistema de rastreo solar de este tipo debe contar que contar con las siguientes partes (ver Fig. 3): una sistema de potencia que permita el movimiento de los espejos; una cámara que permita ajustar de manera precisa la posición de los espejos; un sistema de despliegue de información que pueda consultar el usuario y; un sistema que realice el procesamiento de la información de todas las anteriores y el usuario, la cual llamaremos Unidad Central de Control (UCC).

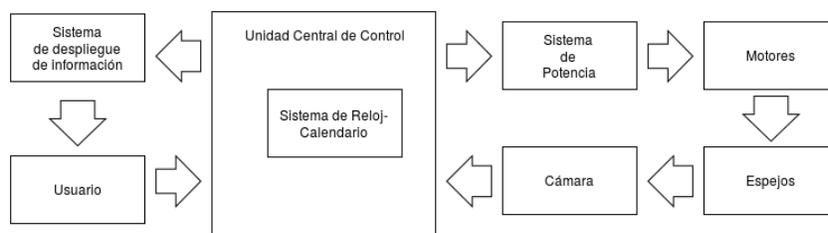


Figura 3: Diagrama de bloques general para un rastreador solar utilizando una cámara

Dependiendo de las particularidades de cada desarrollo variará la composición de cada una de estas partes. La UCC es la parte más compleja y debe realizar varias tareas, por lo tanto su poder de procesamiento debe ser considerable. Es por esto, que de manera natural el primer candidato para realizar estas tareas es una computadora. El uso de una computadora es muy conveniente, sobre todo en el desarrollo de prototipos, ya que permite constantes modificaciones y una misma computadora puede usarse con diferentes propósitos (si la capacidad de procesamiento lo permite).

Actualmente existe un constante crecimiento en las opciones y las capacidades cómputo, sobre todo en la relación de capacidades/tamaño. Una de estas opciones que se ha vuelto muy popular debido a su reducido precio y tamaño es la tarjeta Raspberry Pi, que puede observarse en la Fig. 4.

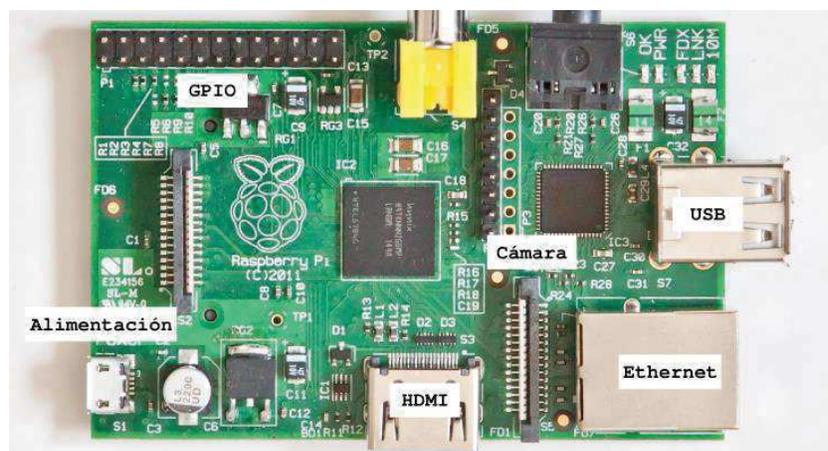


Figura 4: Tarjeta Raspberry Pi

La Raspberry Pi es una pequeña computadora (normalmente se asocia su tamaño con el de una tarjeta de crédito), con capacidades reducidas pero que incorpora un puerto de entradas y salidas digitales (GPIO). Funciona con un sistema operativo linux e incluye varias herramientas de desarrollo, entre ellas el lenguaje de programación multiplataforma Python.

En el actual trabajo se utilizó una tarjeta Raspberry Pi como UCC, lo cual implica una reducción en el costo y espacio. Además se propone sustituir el uso de la posición de Sol y usar en su lugar su velocidad. esto implica una disminución del procesamiento realizado por la UCC, dado que la velocidad del Sol cambia mucho menos que su posición.

Tomando en cuenta estas propuestas y el diagrama de bloques general mostrado en la Fig. 3, tenemos el diagrama de bloques específico para el diseño propuesto que se muestra en la Fig. 5.

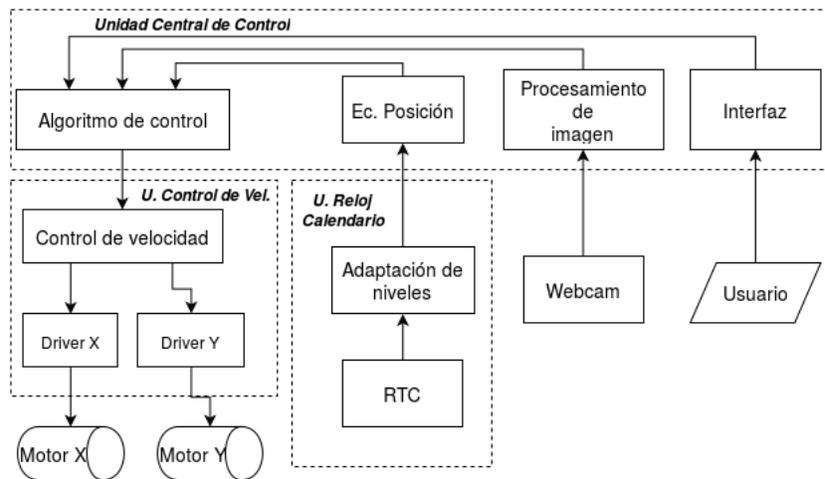


Figura 5: Diagrama de bloques correspondiente al diseño propuesto

Se observan dos cambios importantes: primero, el sistema de reloj calendario (Unidad de reloj calendario) es independiente de la UCC, esto es porque la Raspberry no incluye este sistema a diferencia de una computadora de escritorio; segundo, como consecuencia del uso de la velocidad del Sol, el sistema de potencia se encuentra embebido junto con un control de velocidad y en conjunto forman la unidad de control de velocidad.

De manera resumida, la UCC procesará la fecha y hora proporcionada por la unidad de reloj calendario y la imagen proveniente de la cámara. La información generada de este procesamiento mas la proporcionada por el usuario serán ingresados a un algoritmo de control que indicarán la velocidad a la cual deben moverse los motores. El desarrollo detallado de las unidades que componen el sistema se presenta en la siguiente sección.

4 Desarrollo del prototipo

A continuación, se describe de manera individual la implementación de cada una de las unidades que conforman el sistema.

4.1 Unidad de Reloj Calendario

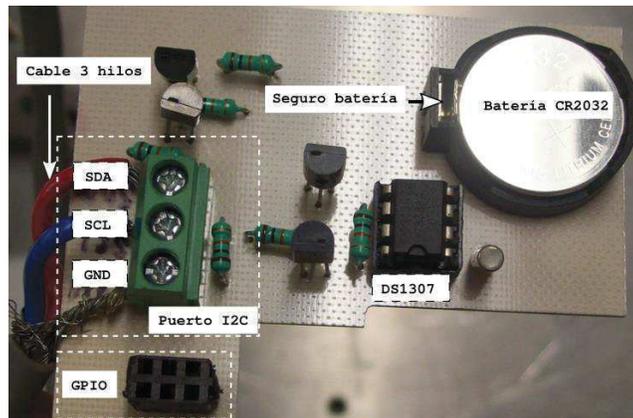


Figura 6: Unidad de Reloj Calendario

Esta unidad se muestra en la Fig. 6, es sencilla pero muy importante, ya que sirve para mantener la fecha y hora del sistema aunque éste sea desconectado. Se basa en el circuito integrado de bajo consumo DS1307, que puede llevar la fecha hasta el año 2100. Como componentes externos únicamente requiere un cristal que oscile a 32768 Hz y una batería de respaldo. Su configuración se realiza totalmente mediante el protocolo de comunicación a 5 volts, por lo que se implementó un acondicionamiento de señal en este puerto para hacerlo compatible con el puerto a 3 volts de la Raspberry Pi. Con objeto de facilitar la conexión, se incluyeron dos puertos: uno compatible con el GPIO de la Raspberry y; otro que permite aprovechar el acondicionamiento hacia la Raspberry.

De esta manera la unidad de reloj calendario cumple con mantener la fecha y hora, y además sirve como puente de comunicación para otros dispositivos que trabajen con el protocolo a 5 volts.

4.2 Unidad de Control de Velocidad

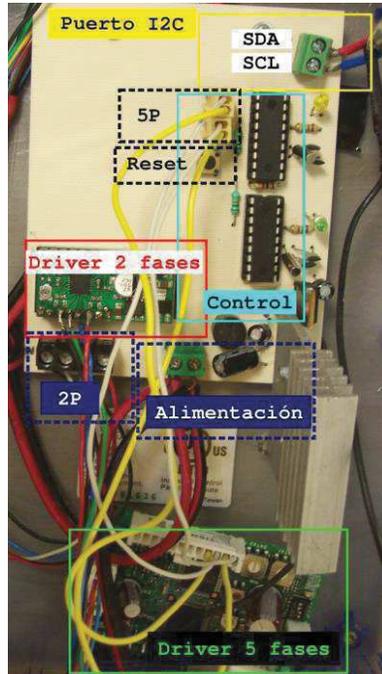


Figura 7: Unidad de Control de Velocidad

Una fotografía de la unidad de control de velocidad se puede ver en la Fig. 7. Esta se encarga de mantener en movimiento los motores a pasos a una velocidad dada por medio un puerto de comunicación . También permite indicar una cantidad de pasos específicos a moverse, es decir, trabaja tanto con velocidades como con posiciones. Se basa en dos circuitos integrados PIC16f88 y dos drivers de potencia, uno para cada motor. Incluye un botón de reinicio en caso de presentarse fallas que bloqueen su funcionamiento.

4.3 Unidad Central de Control (UCC) y cámara



Figura 8: Unidad Central de Control (Raspberry Pi) y cámara

Como ya se mencionó anteriormente, esta es la unidad principal y realiza el procesamiento de la toda la información. Se compone de varios módulos que se explican a continuación. Es importante indicar que para programar todo el procesamiento se utilizó el lenguaje Python.

4.3.1 Cámara y procesamiento de imagen

Una de las entradas que debe procesar, es la imagen proveniente de la cámara. La Raspberry Pi permite la conexión de cámaras tipo USB, sin embargo, además cuenta con un puerto periférico dedicado en donde es posible conectar un módulo de cámara que se vende como accesorio. Al momento de escribir el presente documento, existen dos versiones del módulo, ambos utilizan tecnología CMOS en sus sensores. La diferencia radica en que la primera permite adquirir imágenes de 5 megapíxeles, mientras que la segunda alcanza hasta 8 megapíxeles. Utilizar el módulo de cámara permite modificar diversos parámetros concernientes a la captura y pre-procesamiento de la imagen: velocidad de obturación, orientación de la imagen, tamaño de la imagen, formato de la imagen, etc. Aprovechando esta característica del módulo, es posible ahorrar tiempo de procesamiento en la Raspberry. Debido a esto, se optó por usar el módulo de cámara, en su primera versión por ser la única disponible al momento de realizar el prototipo.

Se configuró la cámara para generar una imagen en formato RGB (8 bits por canal) y un tamaño de 600px×800px. Esta imagen se somete a un procesamiento que permite obtener la posición del Sol dentro de la imagen proporcionada.

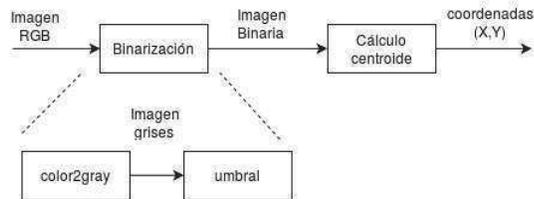


Figura 9: Procesamiento de la imagen obtenida de la cámara

El procesamiento de la imagen se muestra de manera gráfica en la Fig. 9 y se explica a continuación. Primero se aplica un proceso de binarización que permite obtener una imagen de un sólo canal codificado en un bit. La binarización aplicada consta de dos partes: primero se transforma de formato RGB a escala de grises, con lo que se obtiene una imagen de un canal; La transformación correspondiente consiste en obtener el promedio de las componentes R, G y B (Ec.).

$$V_g = \frac{R + G + B}{3} \quad (1)$$

Donde:

- - Valor en escala de grises.
- R - Valor de la componente R
- G - Valor de la componente G

- B - Valor de la componente B

Después la imagen en escala de grises se somete al proceso de umbralización descrito por la ecuación **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.:** si el valor del pixel es mayor que un umbral predefinido el nuevo valor es 1, de lo contrario el nuevo valor es 0.

$$V_b = \begin{cases} 1 & V_g > th \\ 0 & V_g \leq th \end{cases} \quad (2)$$

Donde:

- - Valor en escala de grises.
- th - Valor del umbral
- - Valor binario

En la imagen binarizada, los pixeles con valor 1 forman parte del Sol y los pixeles con valor 0 representan su entorno. Por lo tanto para encontrar la posición del Sol es suficiente encontrar el centroide C mediante la ecuación **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia..**

$$C(X, Y) = \left(\frac{\sum x_i}{n}, \frac{\sum y_i}{n} \right) \quad (3)$$

Donde:

- $C(X, Y)$ - coordenadas del centroide
- - coordenada x del pixel i
- - coordenada y del pixel i
- n - cantidad de pixeles

4.3.2 Aproximación de la posición del Sol

Otra de las entradas que debe procesar la UCC es la fecha y la hora proveniente de la unidad de reloj calendario, las cuales utilizará en conjunto con la posición geográfica para aproximar la posición del Sol en el cielo por medio de alguna de las ecuaciones ya existentes. Se implementaron las ecuaciones proporcionadas por la NOAA en su página web [3].

Las ecuaciones 4 y 5 son la conclusión de este conjunto de ecuaciones y permiten calcular el ángulo solar zenital (φ) y el ángulo solar azimutal (τ) respectivamente.

$$\cos(\varphi) = \sin(lat)\sin(decl) + \cos(lat)\cos(decl)\cos(ha) \quad (4)$$

$$(5)$$

Donde:

- ha - Solar hour angle
- $decl$ - Declination
- lat - Latitude

4.3.3 Algoritmo de control

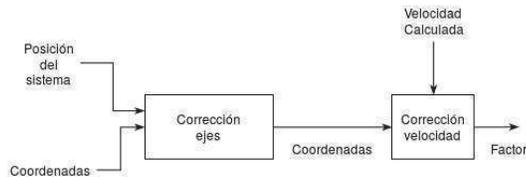


Figura 10: Diagrama de bloques del algoritmo de control

El algoritmo de control tiene como objetivo realizar ajustes a la velocidad de los espejos calculada por medio de las ecuaciones 4 y 5. Para lograr esto (ver Fig. 10), se requiere conocer la posición/velocidad de los motores, así como las coordenadas en las que se ubica al Sol dentro de la imagen. A partir de esta información, el algoritmo realiza una corrección en los ejes de referencia y una corrección de la velocidad de los motores. La corrección en los ejes de referencia es necesaria, dado que la cámara se mantiene fija mientras que los espejos se rotan con la posición del Sol. La corrección en la velocidad es la que permitirá que los espejos se coloquen en la posición adecuada, ésta se reduce a un factor multiplicativo que afectará a la velocidad actual, como se expresa en la ecuación 6.

$$(6)$$

Donde:

- V - velocidad corregida
- k - factor de corrección
- v - velocidad actual

5 Interfaz de usuario

```
pi@raspberrypi ~/solarD $ sudo python continuou
init input/output
successful load
deg/step: 0.000288 0.000108961875
208333.333333 550651.317261
date: 2016-03-04 11:05:00 ← Fecha y hora
az_table: 659
46.2742863358
el_table: 659
10.0450057306
10.0450057306
Initial offset point: [332, 348] ← Coordenadas
save coords: 132.526512861 53.8822419003
neu coords: 132.526512861 53.8822419003
auto pos? y/n:y ← Auto-posicionamiento
elevation move...
d: 0.0 0.0
listo
azimuth move...
d: 0.0 0.0
listo!
Command interpreter started
2016-03-04 11:06:32.316946
cmd: _ ← Prompt
```

Figura 11: Arranque del software de interfaz de usuario

La interfaz de usuario permite la comunicación entre el usuario y el sistema de control. Para esto, se requiere conectar dos periféricos a la Raspberry: un teclado USB como periférico de entrada y un monitor HDMI como periférico de salida. Como las otras partes de la UCC, la interfaz de usuario se programó en Python 2.7. Se basa en un intérprete de comandos, esto es, el usuario debe ingresar comandos por medio de un teclado y el sistema los ejecutará. El intérprete de comandos utiliza un prompt para indicar al usuario que se encuentra listo para ejecutar una instrucción. Una vez que el software arranca, presenta información del estado del sistema: fecha, hora, posición de los espejos, posición del Sol (Fig. 11). Esta información le permite al usuario evaluar si el sistema está funcionando adecuadamente. La primera acción que debe evaluar el usuario es que el cálculo del posicionamiento automático sea correcto. De ser así, se le indica al sistema y éste moverá los espejos de manera que se coloquen en una posición que le permita rastrear el Sol.

Si después del posicionamiento automático, existe algún error o el usuario desea hacer ajustes es posible realizar movimientos manuales. Cuando el usuario evalúa que el posicionamiento de los espejos es el correcto, se indica el inicio del rastreo automático mediante la instrucción correspondiente.

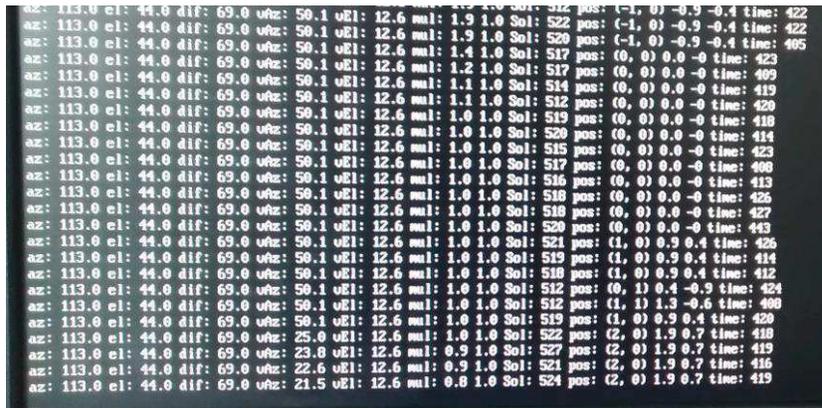


Figura 12: Captura de pantalla de la información desplegada por el software interfaz de usuario

Una vez que el rastreo automático ha comenzado, se comienza a desplegar en pantalla información correspondiente al movimiento de los motores y del Sol: posición del Sol, velocidad de los motores, tamaño del Sol en la imagen capturada y posición del Sol en la imagen. Un ejemplo de esta información se puede ver en la Fig. 12.

6 Características del prototipo

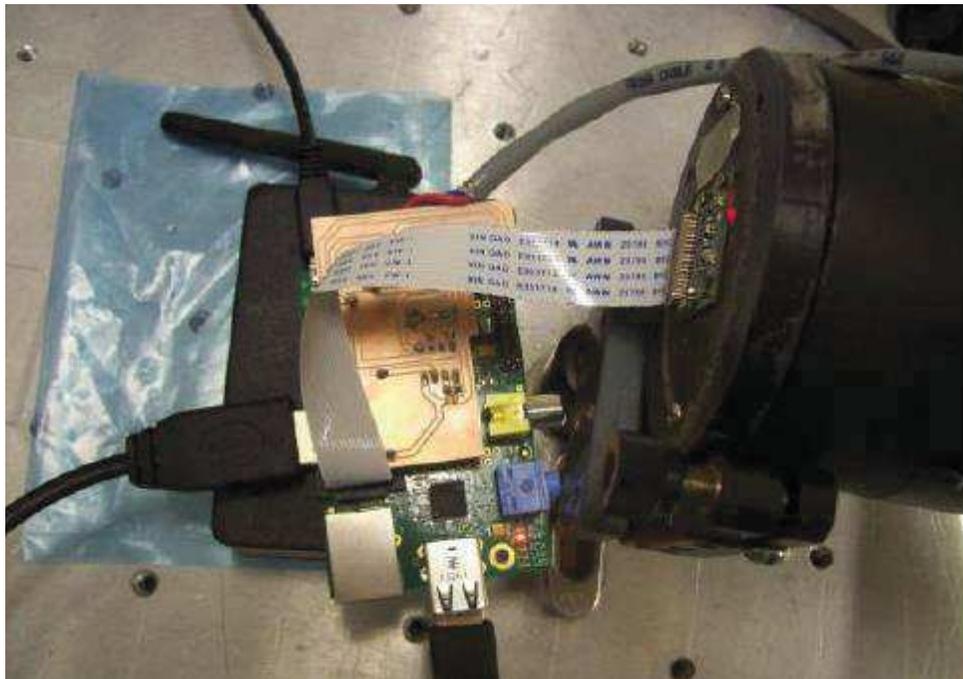


Figura 13: Fotografía del prototipo armado (UCC+unidad de reloj calendario)

En la Fig. 13 puede observarse una fotografía de la UCC con la unidad de reloj calendario y la cámara conectadas. Sus características se listan a continuación:

- Resolución de paso en elevación 0.0144/50 (anteriormente x5)
- Resolución de paso en azimuth 0.001761/16
- Rastreo por ecuación de posición
- Compensación por cámara
- Ajuste de posición a rastrear
- Conserva fecha y hora aun sin alimentación/internet
- Interfaz de usuario en modo texto/gráfico
- Posicionamiento automático al iniciar
- Control de velocidad independiente permite cambiar unidad de control principal (Raspberry)

7 Pruebas

Actualmente el equipo se encuentra en pruebas. Las pruebas consisten en poner el sistema a realizar el rastreo del Sol. El procesamiento de la información (cálculo de la posición) tarda aproximadamente 700ms y se realiza una pausa de 3 segundos entre cada muestreo. Estos muestreos se almacenan en un archivo, generando un archivo nuevo cada que se empieza el proceso de rastreo. Con el objeto de reducir la cantidad de información generada, únicamente se almacena información cada 5 muestreos. Esto es, se tienen aproximadamente 3.5 muestreos por minuto. Cabe resaltar que dada la naturaleza de la UCC (raspberry-pi+python), es imposible que todos los ciclos de muestreo (procesamiento + tiempo de espera) tengan la misma duración, por lo que todos los tiempos mencionados son aproximados.

A continuación se muestran algunos resultados obtenidos en pruebas realizadas el mes de octubre de 2016. Se realizaron pruebas similares para los meses de noviembre y diciembre del mismo año pero por cuestiones de espacio (y dado que el comportamiento es similar), se omiten en el presente trabajo.

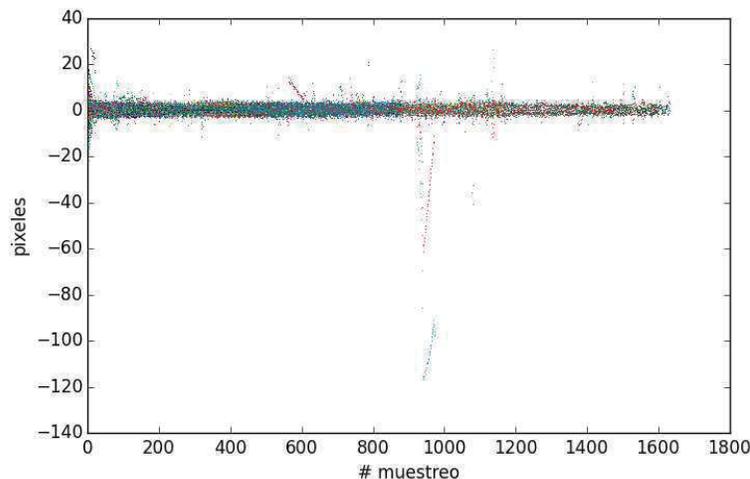


Figura 14: Gráfica del error de la posición del Sol en pixeles vs ciclos (octubre 2016)

En la Fig. 14 se muestra la gráfica del error de la posición del Sol en pixeles contra el número de muestreos. Es decir, que tanto se aleja la posición del Sol de la posición óptima, visto por la cámara conforme se va realizando el proceso de rastreo. Puede observarse que en la gran mayoría de los muestreos, la posición se mantiene muy cercana de la posición óptima. Sin embargo, también se puede ver algunos desplazamientos mayores a 100px; y que el sistema intenta regresar a la posición óptima (puntos alrededor del muestreo 1000). Estos saltos pueden tener principalmente dos causas: que se realice el movimiento de alguno de los espejos involucrados en el control; o el efecto de ruido, provocado por ejemplo por las nubes. Otro aspecto importante es que existen pruebas de hasta 1600 muestreos, lo cual corresponde con un rastreo un poco mayor a 7hrs.

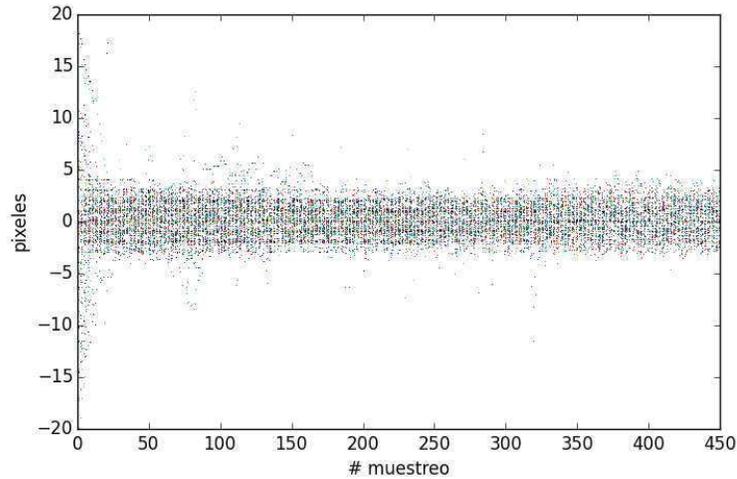


Figura 15: Acercamiento de la gráfica del error de la posición del Sol vs ciclos (octubre 2016)

En la Fig. 15, podemos ver un acercamiento de la parte inicial de la gráfica mostrada en la Fig. 14. Aquí se observa que en los primeros muestreos la posición es mayor al promedio, esto es debido a que, al principio del rastreo la posición simplemente se acerca a la óptima y es el algoritmo de control el encargado de mantenerla. También se puede ver más claramente que la mayor parte de los muestreos se mantienen en posiciones cercanas a cero (menores a 5 pixeles).

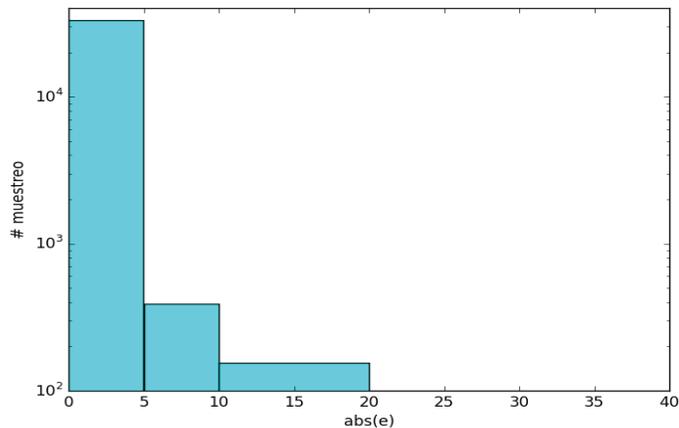


Figura 16: Histograma del valor absoluto del error en la posición del Sol

En la Fig. 16 se presenta un histograma del valor absoluto del error en la posición del Sol vista desde la cámara. Esto es, que tanto se aleja de la posición óptima. Esto nos permite cuantificar mejor la cantidad de muestreos que se mantiene en un rango aceptable. Para este histograma se utilizaron cuatro grupos: de 0px a 5 px, se considera una posición adecuada para realizar mediciones; de 5px a 10px, aun se pueden hacer mediciones pero la intensidad de la luz disminuye; de 10px a 20px, las mediciones son malas; y mayor a 20px, ya no es posible hacer mediciones. Es claro que la mayor parte del tiempo se mantiene en el primer rango.

8 Conclusiones

- Se logró un sistema basado en Raspberry Pi, programado en python 2.7 que permite el control de un sistema alt-azimutal
- El sistema reduce la cantidad de procesamiento necesario, y con esto la cantidad de energía utilizada, al tiempo que realiza de manera satisfactoria su control, como se muestra en las pruebas mostradas.
- Dado que se usó el hardware existente y hardware de bajo costo, como la Raspberry, el costo total del hardware fue bajo.

8.1 Trabajo Futuro

- Es necesario un análisis más profundo de las pruebas que permitan encontrar las fallas en el sistema y así mejorar el desempeño del rastreador.
- Una optimización que se puede hacer del sistema es la construcción de una versión portátil.
- Agregar capacidades de manejo remoto que permitan el manejo del sistema sin la necesidad de estar presente en el sitio,
- Agregar un sistema de presentación gráfica de la información que facilite su interpretación para los usuarios.

Referencias

- [1] M Gisi, F Hase, S Dohe, and T. Blumenstock. Camtracker: a new camera controlled high precision solar tracker system for ftir-spectrometers. *Atmospheric Measurement Techniques*, 4:47–54, 2011.
- [2] Alexis Merlaud, Martine De-Maziere, Christian Hermans, and Alain Cornet. Equations for solar tracking. *sensors*, 12:4074–4090, 2012.
- [3] <http://www.esrl.noaa.gov/gmd/grad/solcalc/sollinks.html>.

Cap.4 Estimación de la Orientación de un Cuadricóptero por medio de la Implementación de un EKF

Medina Gutiérrez, Sergio. Muñoz César, Juan José.
Hernández Gómez, Luis Héctor

Instituto Politécnico Nacional, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica,
Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, Unidad Zacatenco

Resumen

En este trabajo se presentan los resultados obtenidos al implementar un filtro de Kalman extendido para la estimación de los estados de orientación de un cuadricóptero. Se supone que estos estados son medidos a través de un acelerómetro y un giroscopio, ambas mediciones presentando ruido de canal. Primero se muestra el modelo utilizado para la simulación de vuelo, mismo que es no lineal por lo que para utilizar el algoritmo de Filtro de Kalman es necesario linealizarlo y discretizarlo. Posteriormente se implementa el filtro y finalmente se mide el desempeño del filtro por medio de la integral del error cuadrático, en el cual se toma como error de la diferencia de los estados reales menos los estados estimados por el filtro.

Palabras clave: Filtro de Kalman Extendido (EKF), cuadricóptero, UAV, orientación.

1. Introducción

Los cuadricópteros son robots voladores con hélices ubicadas alrededor de un cuerpo principal que presentan propiedades dinámicas relativamente sencillas [1]. Este tipo de dispositivos caen dentro de la categoría de micro aeronaves no tripuladas (UAVs por sus siglas en inglés) y son una de las mejores opciones en términos de maniobrabilidad, además de poder operar en ambientes tridimensionales. La adaptabilidad de estas aeronaves se ve comprometida debido a la gran complejidad en el modelado de la fricción del aire, la relación entre los motores y hélices, así como a la no linealidad de los sensores [2].

Este tipo de aeronaves son elegibles para tareas como búsqueda y rescate, inspección remota y aplicaciones militares, evitando poner en riesgo las vidas de los pilotos. Cuando las áreas son de difícil acceso o las condiciones de vuelo no son apropiadas las UAV proveen ventajas tales como el despegue y aterrizaje en espacios pequeños y la capacidad de volar por encima de objetivos tanto estáticos como móviles [3].

El control de cuadricópteros ha sido estudiado en múltiples ocasiones por diversos grupos obteniendo resultados exitosos [3]-[6] en los que se implementan técnicas como PD, PID o LQR. Mientas que la adquisición de datos se realiza por medio de filtros Kalman. Los sensores comúnmente utilizados en el desarrollo de estas aeronaves presentan ruido debido a las vibraciones producidas por los motores de la misma provocando que el control sea ineficiente, por lo que un filtro o estimador es requerido durante el vuelo en tiempo real para tener mediciones certeras [7]. El filtro de Kalman es una de las herramientas más utilizadas para la estimación de estados de forma estocástica, éste realiza una predicción a través de las mediciones adquiridas en tiempo real para obtener una medición más precisa [8] y eliminar el ruido de canal.

2. Modelo de la orientación del cuadricóptero

La dinámica del cuadricóptero se puede expresar por medio de dos sistemas de ecuaciones diferenciales, el primero correspondiente a la orientación y el segundo a la traslación y dependiente del primero, en este documento sólo se tratará el primero. Para modelar la orientación de la aeronave se comienza por encontrar la matriz de orientación con respecto a un marco de referencia en tierra E, posteriormente se utilizan las ecuaciones de movimiento de Lagrange para obtener su comportamiento y finalmente se agregan los momentos no conservativos producidos por los motores, éstos son las acciones de control del sistema.

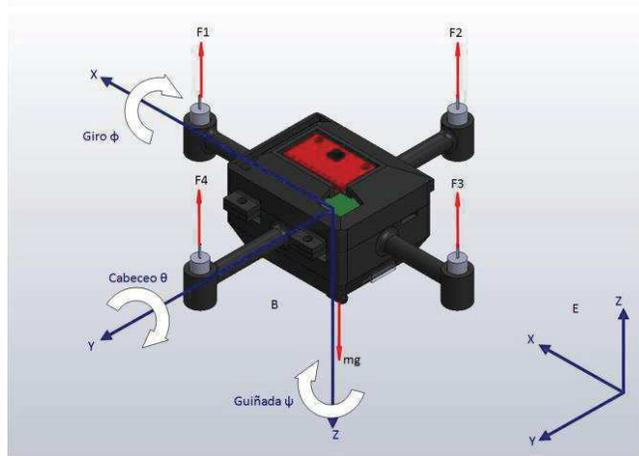


Figura 1. Marcos de referencia y fuerzas presentes en el cuadricóptero

2.1 Matriz de rotación y ecuaciones de Lagrange

Por medio de las rotaciones de Euler se encuentra el vector de posición del cuadricóptero,

$$\vec{r} = R_z R_y R_x = \begin{pmatrix} c\psi c\theta & -s\phi c\theta + c\psi s\theta s\phi & s\psi s\phi + c\psi s\theta c\phi \\ s\psi c\theta & c\psi c\phi + s\psi s\theta s\phi & -s\phi c\psi + s\psi s\theta c\phi \\ -s\theta & c\theta s\phi & c\theta c\phi \end{pmatrix} \quad (1)$$

Al derivar la ecuación 1 con respecto al tiempo y calcular las energías cinéticas y potenciales podemos obtener las ecuaciones de movimiento de Lagrange, al resolverlas obtenemos las ecuaciones que describen las aceleraciones angulares de la aeronave, y agregando los momentos no conservativos, los cuales son determinados por las acciones de control, obtenemos las ecuaciones 2 a 4.

$$\dot{w}_x I_{xx} = w_y w_z (I_{yy} - I_{zz}) + \tau_x \quad (2)$$

$$\dot{w}_y I_{yy} = w_x w_z (I_{zz} - I_{xx}) + \tau_y \quad (3)$$

$$\dot{w}_z I_{zz} = w_x w_y (I_{xx} - I_{yy}) + \tau_z \quad (4)$$

2.2 Momentos no conservativos

Las velocidades angulares de los motores son implementadas como acciones de control para generar los momentos no conservativos del sistema, de acuerdo con la configuración mostrada en la figura 1 éstos son el resultado de una diferencial de fuerzas y están dados por las ecuaciones 5 a 7.

$$\tau_x = bl(\Omega_4^2 - \Omega_2^2) \quad (5)$$

$$\tau_y = bl(\Omega_3^2 - \Omega_1^2) \quad (6)$$

$$\tau_x = d(\Omega_1^2 - \Omega_2^2 + \Omega_3^2 - \Omega_4^2) \quad (7)$$

En donde b y d son constantes dependientes de la geometría de la hélices y las condiciones ambientales, l es la distancia del centro de los motores al centro de masa del cuadricóptero y Ω las velocidades angulares de los motores. Se considera que el tiempo de respuesta del motor utilizado es mayor que el del cuadricóptero, de esta manera se puede aproximar las velocidades de los motores a las obtenidas en estado estable.

$$\Omega = \frac{1}{C_m} e_a \quad (8)$$

3. Implementación del filtro de Kalman Extendido

El filtro de Kalman es un estimador estocástico que permite la observación de estados y reducción del ruido de canal, este algoritmo necesita del modelo discreto del sistema expresado en espacio de estados, así como la varianza de las mediciones para realizar sus estimaciones. El modelo del cuadricóptero mostrado en las ecuaciones 5 a 7 es no lineal por lo que es necesario realizar una linealización del mismo y posteriormente realizar la discretización, además al ser éste un sistema que opera en tiempo real es necesario realizar una nueva linealización en cada muestreo.

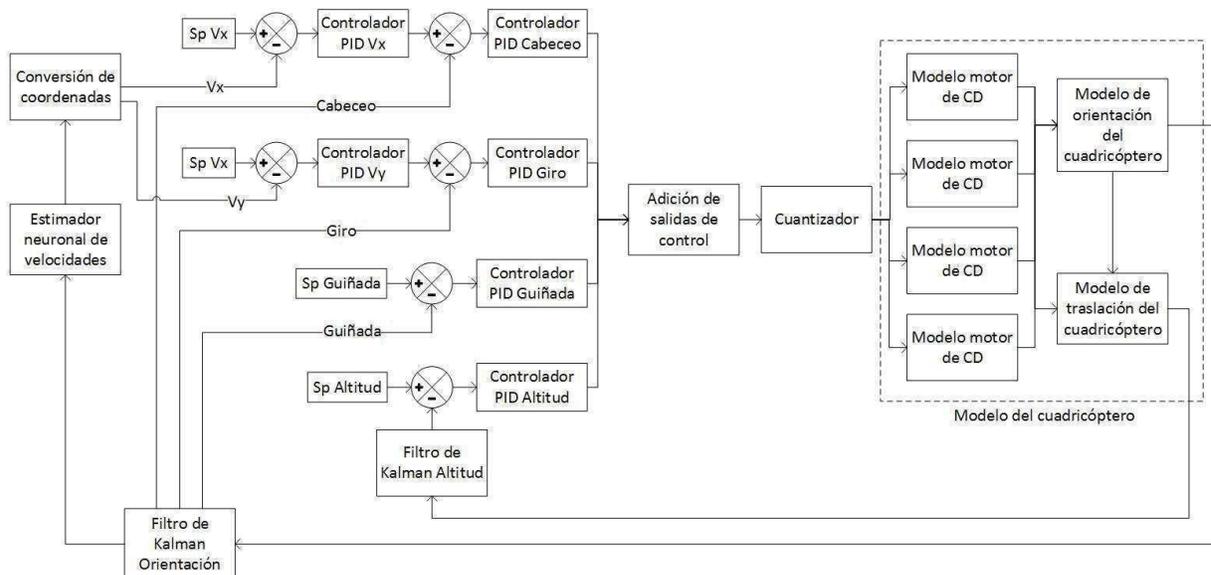


Figura 1. Diagrama a bloques del simulador de vuelo

3.1 Linealización del modelo de orientación

La linealización del sistema se realiza por medio del cálculo de los jacobianos correspondientes a cada estado. Se considera que las acciones de control son las velocidades cuadradas de los motores para obtención de la matriz de control B.

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} x_6 & 0 & \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} x_4 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} x_6 & 0 & 0 & 0 & \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} x_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} x_4 & 0 & \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} x_2 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (9)$$

$$B = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{bl}{I_{xx}} & 0 & \frac{bl}{I_{xx}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{bl}{I_{yy}} & 0 & \frac{bl}{I_{yy}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{d}{I_{zz}} & -\frac{d}{I_{zz}} & \frac{d}{I_{zz}} & -\frac{d}{I_{zz}} \end{pmatrix} \quad (10)$$

3.2 Discretización del modelo de orientación

Las ecuaciones en 9 y 10 muestran la forma de las matrices A y B del sistema linealizado del cuadricóptero, este por medio del método de Euler puede ser discretizado para poder ser implementado en el filtro de Kalman.

$$x_{k+1} = A_k x_k + B_k u_k \quad (11)$$

Las matrices A_k y B_k son las matrices discretas con tiempo de muestreo T de las matrices A y B.

$$A_k = \begin{pmatrix} 1 & T & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} T x_6 & 0 & \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} T x_4 \\ 0 & 0 & 1 & T & 0 & 0 \\ 0 & \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} T x_6 & 0 & 1 & 0 & \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} T x_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & T \\ 0 & \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} T x_4 & 0 & \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} T x_2 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (12)$$

$$B_k = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{bl}{I_{xx}} T & 0 & \frac{bl}{I_{xx}} T \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{bl}{I_{yy}} T & 0 & \frac{bl}{I_{yy}} T & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{d}{I_{zz}} T & -\frac{d}{I_{zz}} T & \frac{d}{I_{zz}} T & -\frac{d}{I_{zz}} T \end{pmatrix} \quad (13)$$

3.3 Estimación de estados por filtro de Kalman

El filtro de Kalman consta de 3 etapas principales: predicción, cálculo de la ganancia de Kalman y corrección. Este procedimiento se puede expresar por medio de las ecuaciones 14 a 20.

$$P_{0,0} = Var(x_0) \quad (14)$$

$$P_{k,k-1} = A_{k-1}P_{k-1,k-1}A_{k-1}^T + \Gamma_{k-1}Q_{k-1}\Gamma_{k-1}^T \quad (15)$$

$$G_k = P_{k,k-1}C_{k-1}^T (C_k P_{k,k-1} C_k^T + R_k)^{-1} \quad (16)$$

$$P_{k,k} = (I - G_k C_k) P_{k,k-1} \quad (17)$$

$$\hat{x}_{0,0} = E(x_0) \quad (18)$$

$$\hat{x}_{k,k-1} = A_{k-1}\hat{x}_{k-1,k-1} + B_{k-1}u_{k-1} \quad (19)$$

$$\hat{x}_{k,k} = \hat{x}_{k,k-1} + G(y_k - D_k u_k - C_k \hat{x}_{k,k-1}) \quad (20)$$

En donde \hat{x} representa el estado estimado por medio del filtro de Kalman y C es la matriz de sensores del sistema dada por la ecuación 14 y corresponde a las mediciones del cabeceo, razón de cabeceo, giro, razón de giro y razón de guiñada. Las matrices Q y R, determinan los ruidos dinámico y de canal, respectivamente.

$$C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (14)$$

Este filtro se implementó en Matlab Simulink como una función dentro de un simulador de vuelo para estimar los estados del sistema en presencia de ruido, el cual es agregado por medio de un generador de señales aleatorias.

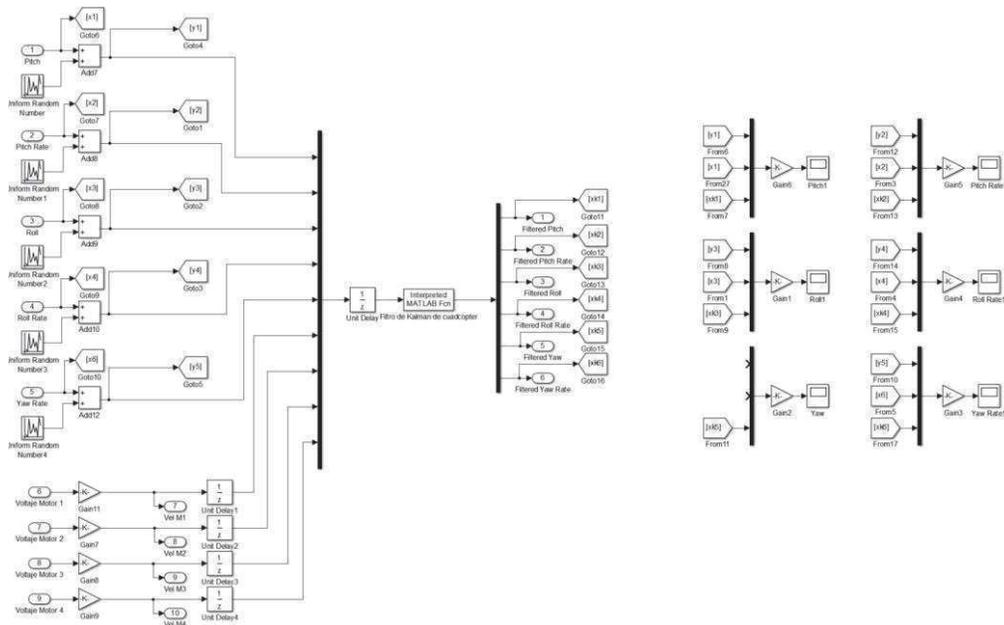


Figura 3. Diagrama a bloques del filtro de Kalman en Matlab Simulink

4. Resultados

Para probar la eficiencia del filtro de Kalman se midieron los estados reales y estimados del sistema durante una simulación de vuelo, la cual consta de despegue y movimiento de traslación circular con cambio en la guiñada. Durante la simulación se graficaron los errores integrales cuadráticos del cabeceo (ISE), el giro y la guiñada, ésta última observada por el filtro ya que no es medida para la estimación de estados.

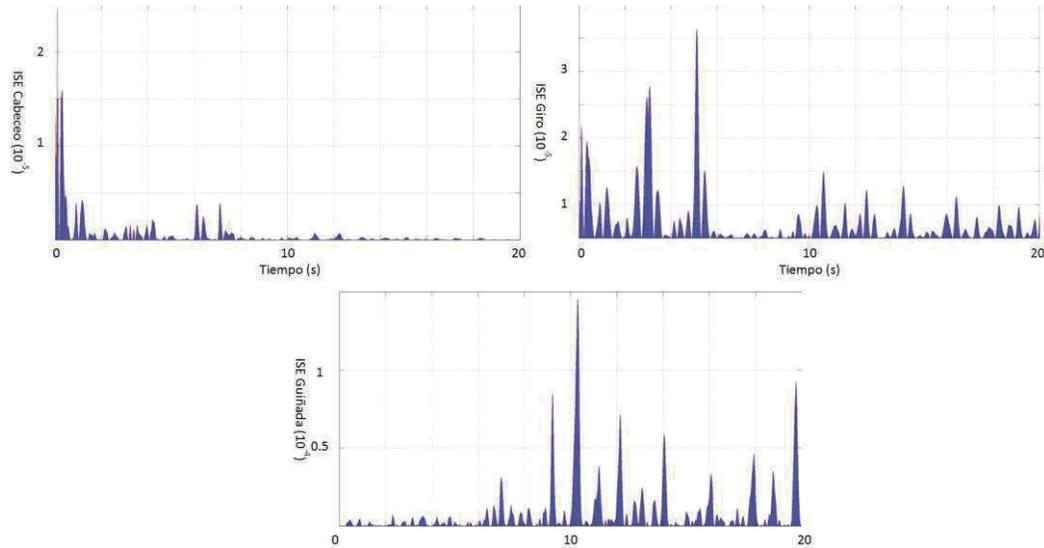


Figura 4. ISE's obtenidos en la prueba

En la figura 4 se muestran los ISE obtenidos durante la prueba, se observa que estos son del orden de 10^{-5} , indicando esto un buen desempeño, así mismo se observan picos principalmente en los puntos en los que la guiñada cambia de cuadrante y en los que el cabeceo o el giro presentan un cambio súbito.

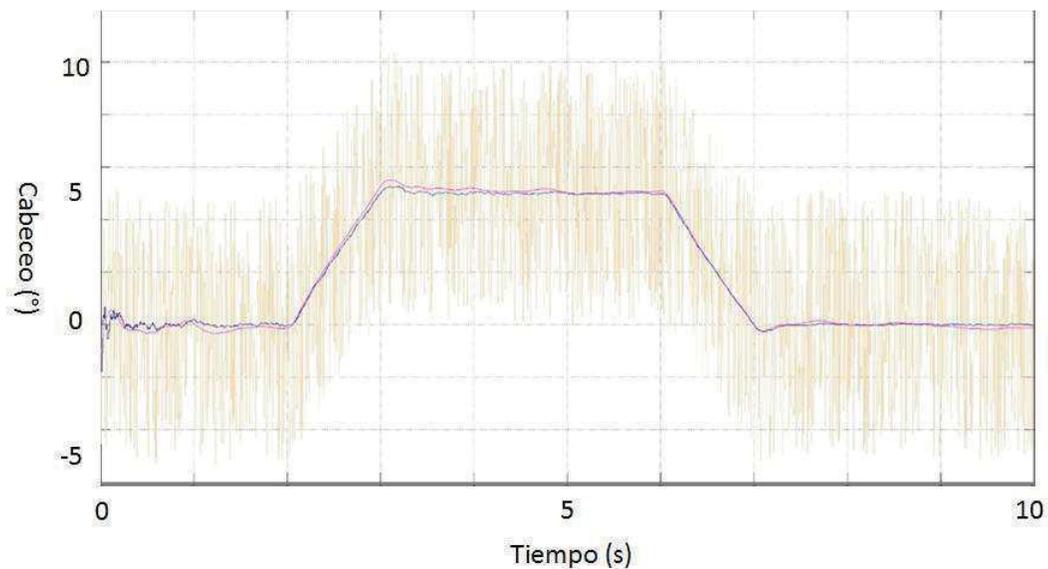


Figura 5. Gráfica del cabeceo vs medición vs estimación

En la figura 5 se muestra en color magenta el estado real del cabeceo durante la simulación de vuelo, en color beige la señal medida y en azul la estimada por el filtro de Kalman. Se observa al igual que en la figura 4 que existe un error mayor cuando se presenta una variación en el cabeceo y a pesar de esta perturbación el filtro es capaz de realizar una correcta estimación de éste.

Finalmente, la figura 6 muestra una comparativa de las ISE de los estados reales contra los estados estimados y con ruido del cabeceo y el giro, se observa que la línea delgada en color azul presenta un incremento sustancial de esta integral con los errores calculados con la señal ruidosa, mientras que la ISE de la señal estimada, representada por la línea gruesa en color magenta, se mantiene con un valor cercano a cero ambos casos.

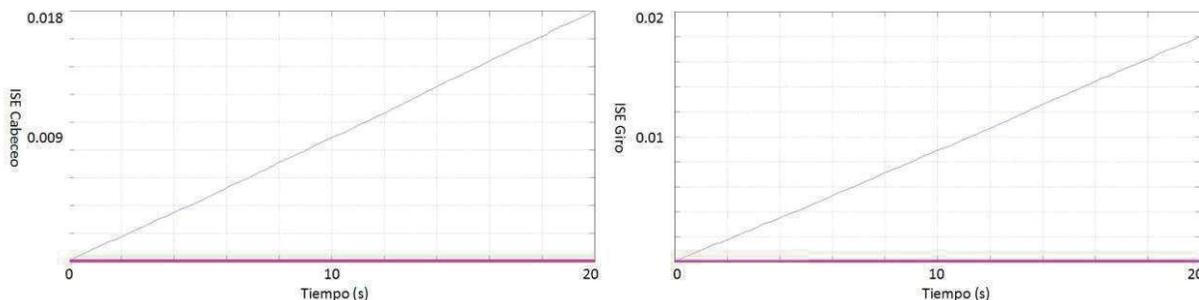


Figura 6. Gráficas de las ISE de los estados con ruido contra los estimados por el EKF

Conclusiones

El filtro de Kalman Extendido muestra una gran capacidad para estimar los estados del modelo no lineal del cuadricóptero a pesar de trabajar con un sistema linealizado y digitalizado, lo cual implica pérdida de información. Es importante recalcar que el tiempo de muestreo seleccionado para éste debe ser lo suficientemente corto como para ser capaz de realizar estimaciones correctas, sin embargo también se debe tomar en cuenta que éste no sea tan breve como para utilizar todos los recursos del procesador en el que se implemente, por lo que es crucial mantener un equilibrio entre ambas consideraciones.

Algunos sensores además de incluir ruido en las mediciones también presentan deslizamientos, tal es el caso de los giroscopios, en estos casos es conveniente agregar una modificación al filtro de Kalman en la cual se estimen parámetros que compensen esta desviación.

Referencias

- [1] Moghavvemi, M., Salih, A., Mohamed, H., and Gaeid, K. "Modelling and PID Controller Design for a Quadrotor Unmanned Air Vehicle". International Conference on Automation Quality and Testing Robotics (AQTR), IEEE, 2010.
- [2] Kumar, V. and Michael, N. "Opportunities and Challenges with Autonomous Micro Aerial Vehicles". *The International Journal of Robotics Research*. SAGE, 31(11), 1279-1291, 2012.
- [3] Erginer, B. and Altug, E. "Modelling and PD Control of a Quadrotor VTOL Vehicle", IEEE Intelligent Vehicles Symposium, IEEE, 894-899, 2007.
- [4] Bouabdallah, S., Noth, A., and Siegwart, R. *Pid vs Iq control techniques applied to an indoor micro quadrotor*. International Conference on Intelligent Robots and Systems, IEEE, volume 5, 2451-2456, 2004.

- [5] Bouabdallah, S., Murrieri, P., and Siegwart, R. (2004a). *Design and control of an indoor micro quadrotor*. International Conference on Robotics and Automation (ICRA), IEEE, volume 5, pages 4393-4398, 2004.
- [6] Inován, R., Ataka, A., Tnunay, H., Abdurrahman, M. Q., Cahyadi, A., and Yamamoto, Y. (2014). *A cascade controller for linearized quadrotor model*. International Conference on Advanced Robotics and Intelligent Systems (ARIS), IEEE, pages 161-164. 2014.
- [7] Goodarzi, F., Lee, T. “*Extended Kalman filter on SE (3) for geometric control of a quadrotor UAV*”, International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS), IEEE, 2016.
- [8] Wang, Y., Puig, V. “*Zonotopic extended Kalman filter and fault detection of discrete-time nonlinear systems applied to a quadrotor helicopter*”, 3rd Conference on Control and Fault-Tolerant Systems (SysTol), IEEE, 2016.

Cap.5 Control de un Dispositivo Háptico con un Kinect para Rehabilitación

Gudiño Lau, Jorge, Gutiérrez Fernández, Yvonne, Charre Ibarra, Saida, Alcalá Rodríguez, Janeth y Durán Fonseca, Miguel.

Facultad de Ingeniería Electromecánica de la Universidad de Colima.
E-mail: jglau@uacol.mx

Resumen

Está investigación presenta dos tipos de controladores lineal y no lineal aplicado a un dispositivo háptico (solo se usa como manipulador) y como retroalimentación se tiene la visión. Para la parte de la visión se emplea una cámara para videojuegos Project Natal o Kinect de Microsoft, con el objetivo de manipular un robot paralelo tipo delta Novint Falcon. El Kinect detecta el punto de coordenadas de desplazamiento de la mano de una persona, estos movimientos son transformados en coordenadas cartesianas con la ayuda de librerías y programación en Simulink de Matlab. Estas coordenadas son enviadas al dispositivo háptico Novint para ser manipuladas por dos controladores. En los resultados experimentales, se realiza la comparación de dos controladores, un controlador PD contra un PD con compensador de gravedad (PD+G), lo que permite ver el desempeño de los dos controladoras y la visión. Este proyecto permite a rehabilitar a niños con lesiones de extremidad superior específicamente de mano y hombro.

Palabras clave: Kinect, visión, control, dispositivo háptico y novint falcon.

1. Introducción

La visión es importante cuando se trata de detectar objetos en entornos no estructurados. El uso de esa información puede tratar secuencias de videos para la detección de objetos o individuos en escenas móviles, hasta la detección para el seguimiento, conocido como tracking, o bien, la detección de objetos para la manipulación mediante robots. Actualmente existen varios controles para manipular dispositivos hápticos (Novint Falcon), en este trabajo se controla el dispositivo por medio de la visón empleando el Kinect. Este trabajo es orientado para apoyar y asistir al diagnóstico y rehabilitación (activa y pasiva) de lesiones de pacientes de extremidades superior (hombro y mano). Se concentra principalmente en la población infantil (6 a 11 años), debido al par mecánico de los motores que es pequeño

En los últimos años, las investigaciones van encaminada a los problemas más comunes, como es la interacción entre el ser humano y los robots manipuladores durante la navegación conjunta; el seguimiento de una persona por parte de un robot, así como la posibilidad de intercambiar sus roles de guía-seguidor. Además, los dispositivos hápticos como Phantom Omni y Novint Falcon, se están empleando actualmente para aplicaciones tanto médicas, rehabilitación, diagnóstico, enseñanza, entre otras.

En 2009, Pinto Salamanca expone de forma metódica, el proceso de selección de los joysticks hápticos Phantom Omni y Novint Falcon para la aplicación de asistencias 6 quirúrgicas donde el estudio y definición de las variables del dispositivo háptico, y del objeto a manipular, fueron acordes a los requerimientos de un ambiente virtual sobre el cual se desea trabajar. Integración entre escenas háptica y graficas a través del uso de los SDK disponibles para cada dispositivo [9].

Un prototipo realizado en 2011 por Óscar Franco *et. al.*, abordan uno de los problemas que surgen en la interacción entre un humano y un robot durante la navegación conjunta; el seguimiento de una persona por parte de un robot, así como la posibilidad de intercambiar sus roles de guía-seguidor. Proponen una identificación y seguimiento del humano por parte del robot, un algoritmo basa en la evaluación de su posición en función de las condiciones dinámicas y su identificación por medio del histograma de color utilizando Kinect de Microsoft [3].

En 2012 Miguel Parra Romero realiza un trabajo de evaluación cualitativa y cuantitativa de dispositivos no convencionales en los cuales entran el Novint Falcon y el Kinect dando como resultado en ambientes bidimensionales el Falcon obtuvo un desempeño de 0.89 bps y el Kinect 0.606 bps [8].

En 2014 hubo distintos proyectos relacionados con este trabajo. Se realizó un control háptico con planificación de trayectorias aplicado a Novint Falcon y se diseñaron estrategias de control no lineal con fines de guiado háptico para diagnóstico y rehabilitación médica [10]. En ese mismo año, Laencina proporciona una plataforma basada en tecnología Leap Motion de modo que la posición (dirección x e y), la elevación (dirección z) y la orientación (grados) del actuador final, se adapta de forma continua a la posición del dedo del usuario respecto a la forma virtual simulada que se supone ha de ser experimentada por el usuario [6]. Un control lineal aplicado a dispositivo háptico por Alfredo Cortés, aborda la problemática del seguimiento de trayectoria de un dispositivo háptico controlado por un sistema lineal PID, cuyo propósito es válida las planificaciones adecuadas de los movimientos [2].

2. Visión robótica

2.1 Visión de bajo nivel

Se asocia la visión de bajo nivel a aquel proceso que es primitivo en su detección y que pueden ser consideradas “reacciones automáticas”, no requiriendo inteligencia alguna en la parte de visión del sistema. Se debe atender la detección y el pre procesamiento como función de visión de bajo nivel con el fin de 11 procesar la formación de la imagen para compensarla, como de la reducción del ruido, y finalmente la extracción primitiva de imágenes características, como la intensidad discontinua. El proceso inteligente de encontrar un espacio desocupado no puede empezar hasta que exista una imagen adecuada disponible [4].

2.2 Visión de nivel medio

Es el proceso que extrae, caracteriza y etiqueta componentes en una imagen resultante de la visión de bajo nivel. Ésta trata la segmentación, descripción y reconocimiento de objetos individuales como funciones de visión de nivel medio [4].

2.3 Visión de alto nivel

Se refiere al proceso que trata de imitar la cognición. Las técnicas de alto nivel se encuentran más próximas al dominio de la inteligencia artificial, aunque dadas las características del problema deben desarrollar sus propios procedimientos y heurísticas. Dentro de este nivel, los problemas están relacionados principalmente con el reconocimiento de patrones y la interpretación de escenas, infiriendo información acerca de los objetos presentes en la imagen [5].

3. Equipo experimental

3.1 Kinect

En este desarrollo experimental se utiliza el Kinect 1.0 por su mayor gama de compatibilidad con el SDK y Matlab.

Kinect es un dispositivo que permite realizar un seguimiento al cuerpo humano y reconoce gestos, movimientos y comandos de voz a través de la interface Natural del Usuario. Kinect fue desarrollado por la empresa Microsoft en la línea de investigación de nuevas tecnologías de Xbox para una nueva consola de juegos.

La reingeniería ha determinado que varios sensores de salida de video del Kinect tienen una velocidad de fotogramas de aproximadamente 9 Hz a 30Hz dependiendo de la resolución. El flujo de video RGB predeterminado utiliza resolución VGA de 8 bits por componente de color (640x480 pixeles) con un filtro de color Bayer, pero el hardware es capaz de hasta 1280x1024 [1].

3.1.1 Componentes del hardware

El Kinect cuenta con una cámara RGB, un sensor de profundidad infrarrojo CMOS, un micrófono de múltiples matrices, una luz LED, un acelerómetro de tres ejes, un servomotor con movilidad en el eje vertical y en el espacial con un procesador especializado Prime Sensor que capta el entorno en tres dimensiones [1], como se muestra en la figura 1.



Figura 1. Kinect y sus componentes.

3.1.2 Kinect para Simulink

Matlab es un lenguaje de alto nivel y un entorno interactivo usado por millones de ingenieros y científicos mundialmente. Permite explorar y visualizar ideas además de colaborar a través de disciplinas incluyendo señales e imágenes de procesamiento, comunicación, sistemas de control y financiamiento computacional [7]. Las herramientas de simulación de Matlab han inspirado varias aplicaciones, tales como robots basados en visión y robótica espacial, además de otras tareas que van desde el campo industrial hasta el académico.

Simulink es conocido por su capacidad de simulación, generación de código automático y verificación y pruebas de sistemas embebidos [7]. Para realizar la interacción y control del robot a través de Simulink de Matlab, se necesitan determinados paquetes, librerías o toolbox de bloques para la entrada y salida de datos, que a continuación se describe.

- ✓ Librería Computer Vision System: Esta librería provee de algoritmos y herramientas para el diseño y simulación de visión artificial y procesamiento digital de video. La librería incluye

algoritmos de extracción de características, detección de objetos, seguimiento de objetos y análisis de video.

- ✓ Librería NID en Simulink: La librería NID que su acrónimo en inglés significa Natural Interface Device es un conjunto de bloques desarrollados con S-Function en código M de Matlab para la simulación de estados discretos en Simulink. Esta librería permite la interacción entre la interfaz de Simulink y la interfaz natural del usuario (NUI) de Microsoft Kinect a través del reconocimiento del cuerpo, sus movimientos y gestos [1].

3.2 Computadora

Se utiliza una computadora con las siguientes características:

- ✓ computadora 64-bit(x64)
- ✓ procesador dual-core 2.66GHz
- ✓ 2GB de RAM
- ✓ puerto USB 2.0
- ✓ Windows 7 OS

y con el siguiente software:

- ✓ Microsoft Visual Studio 2010 Express Edition (VC++)
- ✓ Microsoft Windows SDK for Windows 7 with .NET Framework 4 17 3
- ✓ MATLAB R2013a con Image Processing Toolbox, Image Acquisition Toolbox, Computer Vision Toolbox and DSP System Toolbox licenses.
- ✓ Kinect for Windows SDK v1.8
- ✓ Microsoft Visual Studio 2010 Service Pack 1
- ✓ Microsoft Visual C++ 2010 Service Pack 1 Compiler Update for the Windows SDK 7.1

3.3 Novint Falcon

El Novint Falcon, es un tipo de dispositivo háptico que permite la interacción con un ambiente virtual generado por una computadora, como se observa en la figura 2. Este dispositivo háptico está dotado de sensores, que tienen una velocidad de muestreo de 0.5Khz, esto permite al usuario tener mayor estímulo kinestésico en el momento de interactuar con el mundo virtual. Novint Falcon está diseñado mecánicamente, de tal manera que su espacio de trabajo es el suficiente para navegar en un ambiente virtual. El dispositivo da la facilidad de poder moverse a la derecha e izquierda, hacia adelante y hacia atrás, como un ratón, pero también se mueve hacia arriba y hacia abajo. El efector final de Novint Falcon corresponde a un mango que el usuario puede sujetar con su mano, de tal manera que el usuario pueda interactuar con el objeto virtual, carácter o ambiente, y lograr manipularlo en cada momento que entre en contacto con el objeto, de esta manera, los motores del dispositivo se encienden, lo que le permite sentir textura, forma, peso, las dimensiones y la dinámica total y parcial de los objetos virtuales. Y en la figura 3 muestra los tres actuadores del dispositivo háptico.



Figura 2. Dispositivo Novint Falcon.

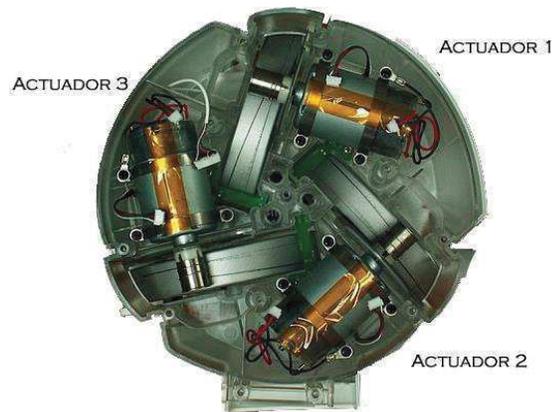


Figura 3. Actuadores Novint Falcon.

El Falcón es un dispositivo háptico comercial desarrollado para videojuegos por la empresa Novint Technologies Inc., por lo que la cinemática directa, inversa y el modelo dinámico no se encuentra en la literatura.

Es importante mencionar y tener en cuenta estas especificaciones técnicas ya que hay que tomar en cuenta cómo opera este dispositivo. Algunas de estas características son:

- ✓ 3D Touch Workspace 4" x 4" x 4"
- ✓ Fuerza máxima 2 lbs (aproximadamente 8.9 Newtons)
- ✓ Interfaz de comunicación USB 2.0
- ✓ Dimensiones 9" x 9" x 9"
- ✓ Peso total 6 lbs
- ✓ Dispositivo de entrada: 30V DC, 1.0A

4. Resultados experimentales

El equipo experimental consiste en un Kinect, una computadora y un dispositivo háptico Novint Falcon. El primer paso consiste en configurar el Kinect desde las librerías de Simulink de Matlab. Se toman las lecturas del Kinect y se comprobaron las coordenadas que emite el dispositivo de visión con las librerías propias del Kinect.

Es muy importante conocer el espacio de trabajo de cada dispositivo tanto de visión Kinect como del robot delta, ya que el Kinect puede leer distancias en metros y el Novint Falcon recibe coordenadas en milímetros. Para ello se realiza una matriz de transformación para limitar el espacio de trabajo del Kinect y enviar al espacio de trabajo de Novint Falcon para no dañarlo, por lo tanto, se definieron medidas límites que pueda obtener el Kinect.

En la figura 4 se muestra el diagrama de bloques de experimento, donde el vector $X_d(t)$ es el set-point (Kinect) y $X(t)$ la salida (Novint), estos representan las coordenadas cartesianas deseadas y real respectivamente.

A través del encoder ópticos y la librería del Novint en Matlab, se monitorean las coordenadas en el efector final, que se representan como $X(t)$, y a través de los bloques de la librería NID y el Kinect se obtiene las coordenadas deseadas $X_d(t)$, la diferencia de estas dos se obtiene el error $X(t)$ y se envía al controlador, en el cual se obtiene torque necesario para minimizar el error.

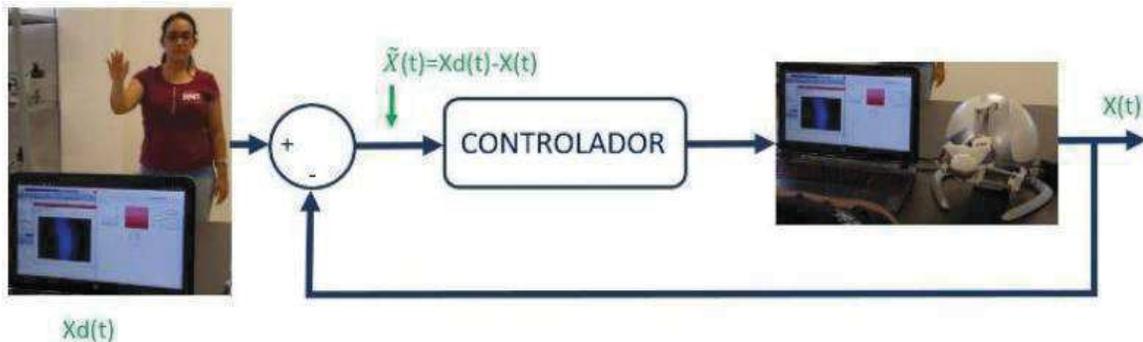


Figura 4. Diagrama de bloques.

El diagrama de bloques de la figura 5 se observan 2 subsistemas, uno llamado "Kinect" y otro llamado "Controlador y planta", en donde la planta proporciona las coordenadas espaciales del Novint, para así, hacer una retroalimentación ya que el robot intenta seguir las coordenadas descritas por el Kinect.

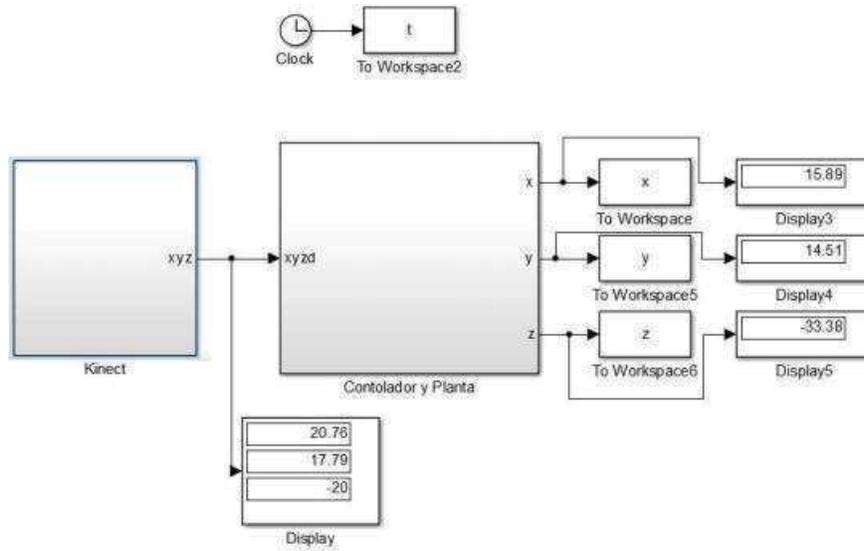


Figura 5. Diagrama de bloques del experimento.

En el subsistema “Kinect”, de la figura 5, está referenciado en todo lo que el Kinect concierne, otorgando un vector en la salida con las coordenadas deseadas o de referencia para el controlador las cuales fueron nombradas como x_d , y_d , z_d respectivamente dentro del controlador, como se muestra en la figura 6. Dentro de este subsistema se encuentra el bloque de entrada dado por la librería NID de Simulink para soportes de Kinect en Matlab, NID IMAQ, y un Video Viewer para mostrar en pantalla lo que el Kinect está viendo. El Kinect envía coordenadas en metros, por ello a través de saturaciones, -0.6m a 0.6m para X y Y y 0.8m a 1.8m para Z, se realiza una interpolación de la posición del Kinect y se limita el campo de trabajo para que el Novint relacione las coordenadas en milímetros. En la figura 7 se muestra el subsistema Controlador y Planta donde se implementan los algoritmos de control.

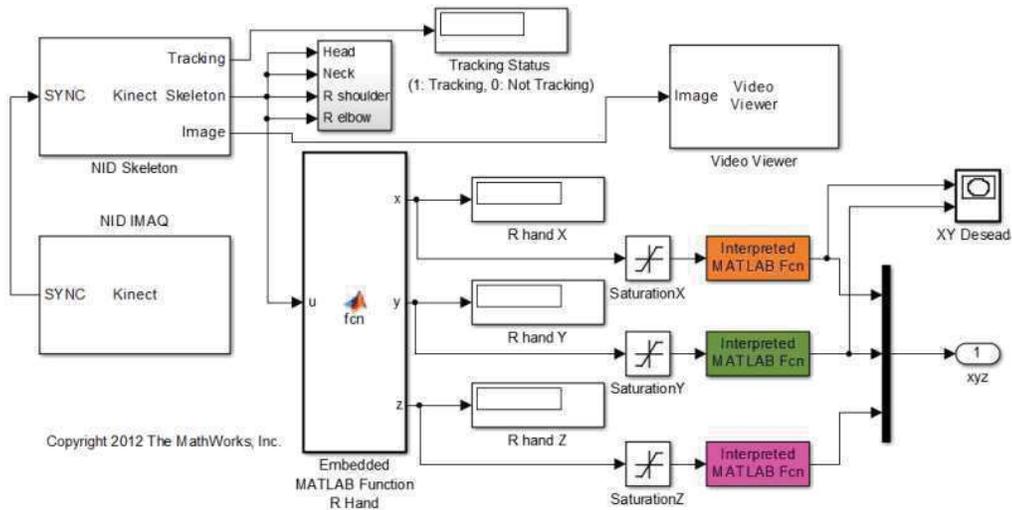


Figura 6. Subsistema Kinect.

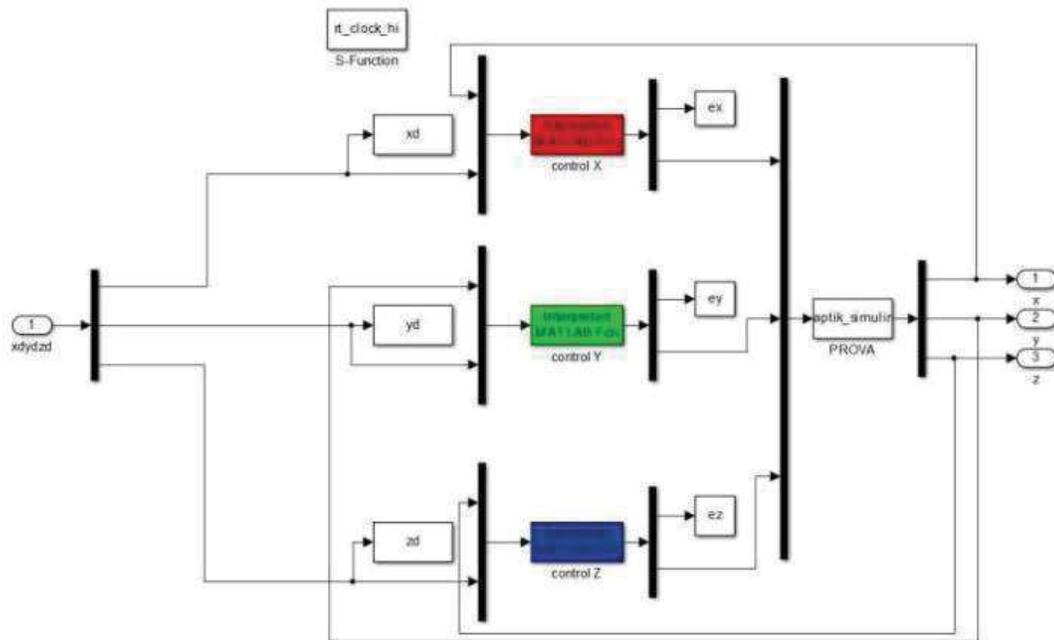


Figura 7. Subsistema controlador y planta.

Una vez ejecutando el Kinect puntualiza el cuerpo de la persona que esté al frente de la cámara y el controlador compara las coordenadas dadas por el Kinect (figura 8)

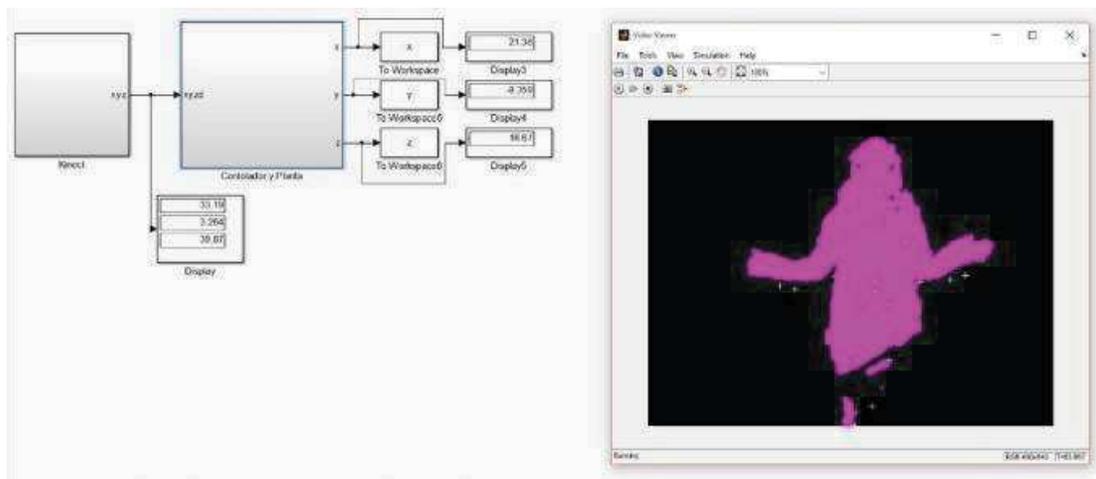


Figura 8. Enfoque simulink.

El Kinect da varios puntos los cuales en cada uno de ellos proporciona sus coordenadas espaciales referenciadas al punto (0,0) del Kinect y como se puede observar el modelo mueve la mano derecha y el Kinect se carga hacia la derecha con las coordenadas espaciales de este tomando en cuenta el factor espejo, como se muestra en la figura 9.

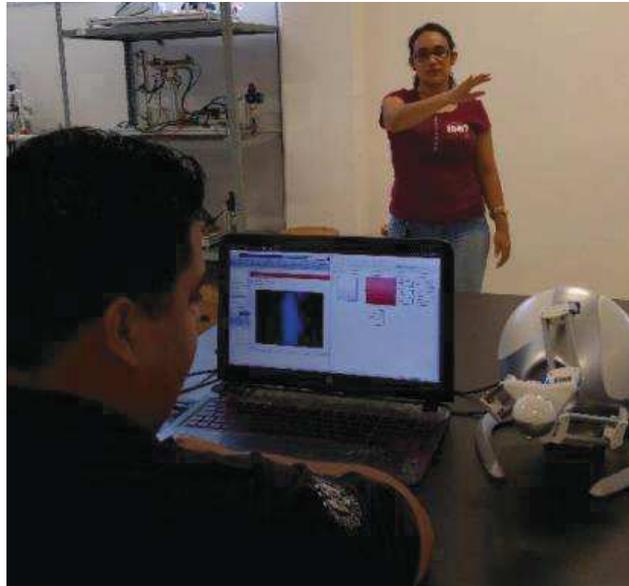


Figura 9. Enfoque novint.

4.1 Primer experimento

El primer experimento consiste en aplicar el algoritmo de control PD, y en la tabla 1 se muestran los parámetros del controlador.

Tabla 1. Parámetros del control PD.

	K_p	K_d
X	0.11	0.00013
Y	0.13	0.0001
Z	0.23	0.00013

En la figura 10 se observa de color azul trayectoria x deseada (X_d) descrita por el usuario y el color verde es la posición real (X) del robot Novint Falcon, la figura 11 y 12 corresponde a las coordenadas y y z , respectivamente. En los tres casos el error es pequeño aceptable, esto se debe al tiempo de muestreo, ya que el Kinect tiene un retardo de 2 milisegundos y lo mismo para el Novint Falcon.

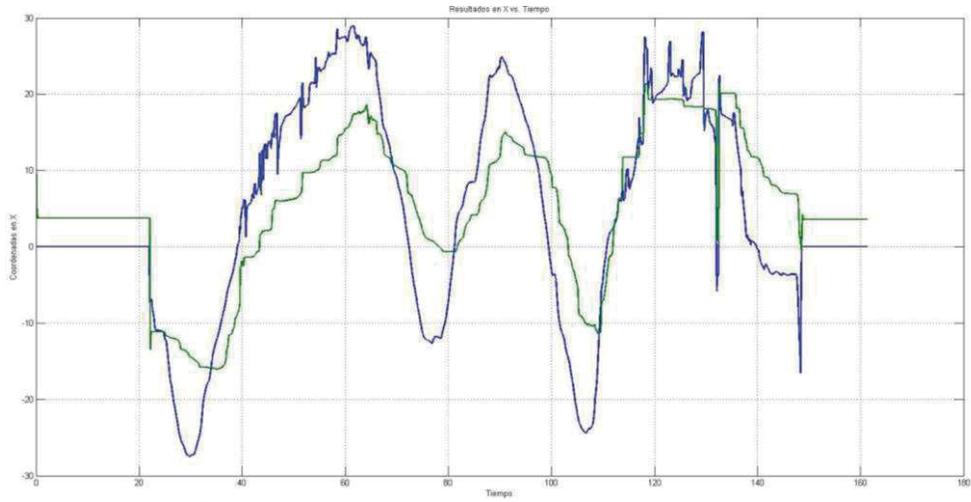


Figura 10. Posición deseada azul vs real verde, en X.

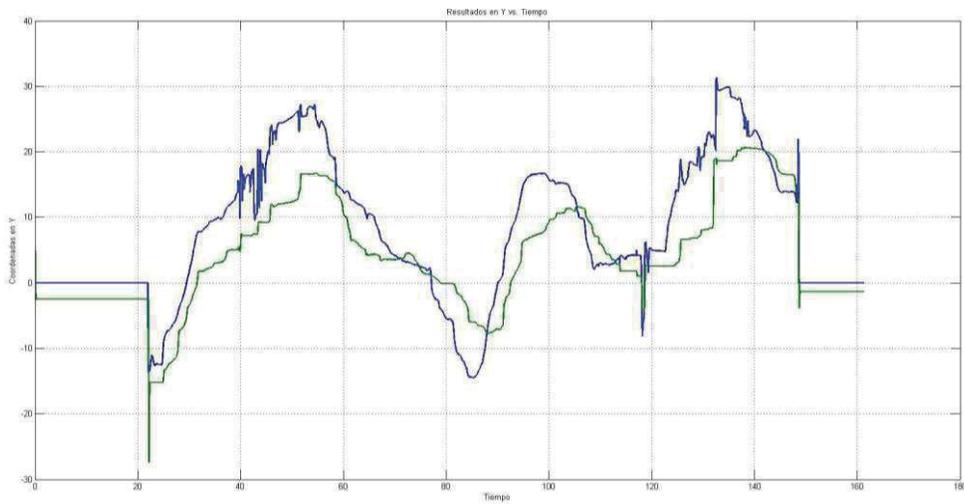


Figura 11. Posición deseada azul vs real verde, en Y.

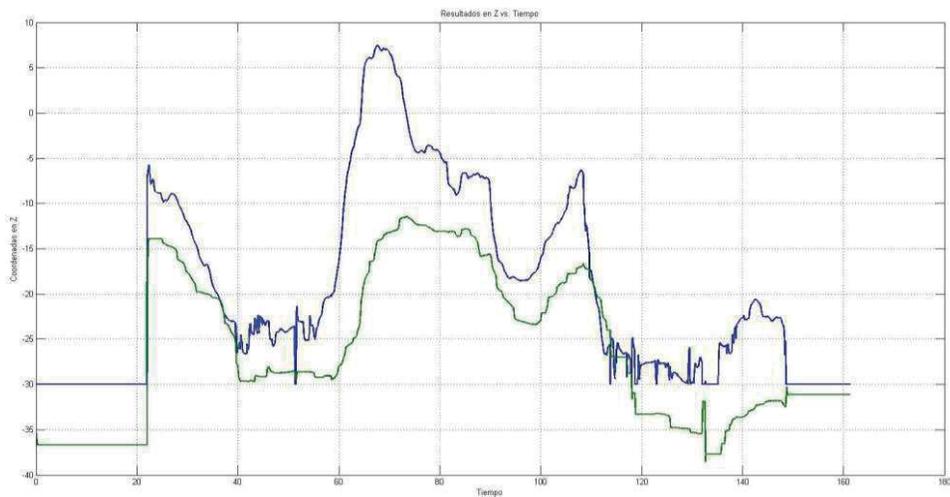


Figura 12. Posición deseada azul vs real verde, en Z.

4.2 Segundo experimento

Para el segundo experimento se modifica el subsistema del controlador, se le ingresa la cinemática inversa del robot delta ya que se necesita para calcular el vector de gravedad, por lo que la ley de control se muestra en la ecuación 1.

$$\tau = kp e + kd \dot{e} + vg \quad (1)$$

donde el vector de gravedad está dado por:

$$vg = \begin{bmatrix} g a (\frac{1}{2} m_a + m_b) \cos\theta_1 \\ g a (\frac{1}{2} m_a + m_b) \cos\theta_2 \\ g a (\frac{1}{2} m_a + m_b) \cos\theta_3 \end{bmatrix} \quad (2)$$

donde las masas a considerar son 600g en m_a y 300g en m_b y las distancia de 0.25mm en a . En la tabla 2 se muestran los parámetros del controlador.

Tabla 2. Parámetros del control PD.

	K_p	K_d
X	0.18	0.00013
Y	0.18	0.000105
Z	0.33	0.00013

En la figura 13 se observa de color azul trayectoria x deseada (X_d) descrita por el usuario y el color verde es la posición real (X) del robot Novint Falcon, la figura 14 y 15 corresponde a las coordenadas y y z, respectivamente. En los tres casos el error es más pequeño comprado con el control PD, esto es porque se tiene un controlador no lineal, ya que tiene parte del modelo dinámico del Novint Falcon.

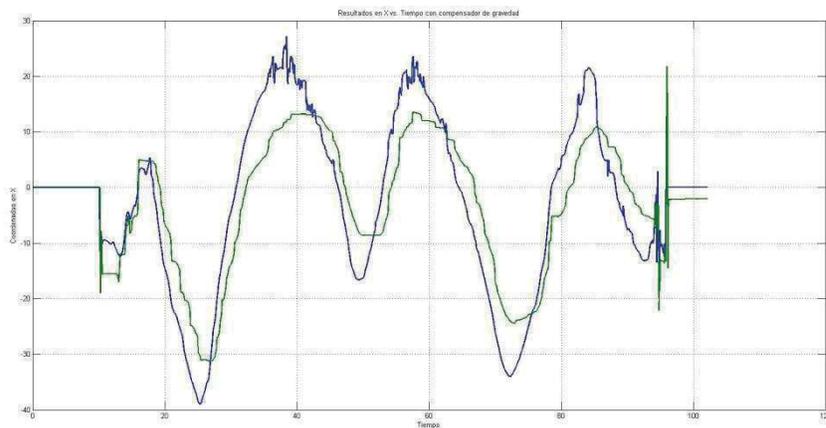


Figura 13. Posición deseada azul vs real verde, en X.

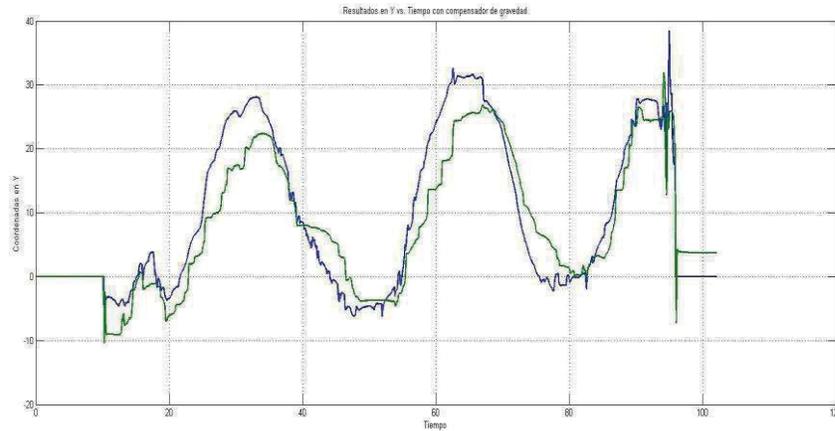


Figura 14. Posición deseada azul vs real verde, en Y.

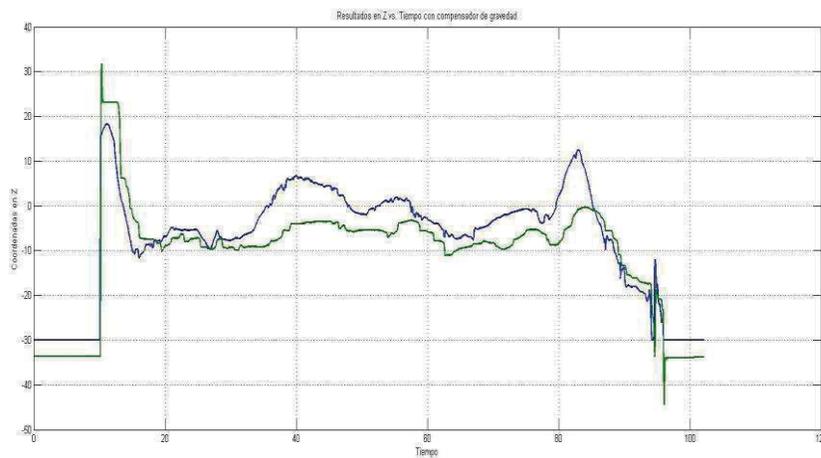


Figura 15. Posición deseada azul vs real verde, en Z.

5. Conclusiones

En este trabajo de investigación se tuvieron buenos resultados experimentales. Se presentó una aplicación de un sistema de visión a través de una cámara para videojuegos Kinect utilizando las librerías de Simulink/Matlab. Se controló un robot delta Novint Falcon con un control PD y PD+G, introduciendo como trayectoria deseada la que proporciona el usuario a través del Kinect.

Los resultados experimentales son buenos, como se puede observar en las gráficas, que el controlador con compensador de gravedad tiene un mejor desempeño, ya que ayuda al robot delta a seguir la trayectoria dada por el usuario, además da una pronta respuesta.

Se puede mencionar que la investigación no va orientada al tema de sistemas hápticos si no a robots manipuladores, ya que el objetivo del proyecto fue lograr que un robot siga una trayectoria a través de la visión artificial. Se espera continuar trabajando en esta área para realizar teleoperación con robot manipuladores industriales.

Se espera hacer pruebas con niños para el diagnóstico de lesiones de extremidad superior, ya que se han realizado pruebas con adultos.

Referencias

- [1] Carvajal Terán, J. E. “*Desarrollo de una aplicacion remota de interacción entre el profesor y la PC para agilizar el proceso enseñanza aprendizaje en las aulas de la Universidad Tecnológica Equinoccia*”. Universidad Tecnológica Equinoccial, Facultad de Ciencias de la Ingeniería, Quito, Ecuador. 2014.
- [2] Cortés Juárez, A., Durán Fonseca, M. Á., & Chavez Montejano, F. “*Control Lineal Aplicado a Dispositivo Háptico*”. Manzanillo, México. 2014.
- [3] Franco Genís, O., Pérez-Sala, X., & Angulo Bahón, C. “*Identificación y Seguimiento de Personas Usando Kinect por parte de un Robot Seguidor*”. Catalunya, España. 2011.
- [4] Fu, K. S., González, R. C., & Lee, C. S. “*Robótica: control, detección, visión e inteligencia*”. McGraw-Hill. 1988.
- [5] García Mateos, G. “*Visión de alto nivel: Interpretación de dibujos de líneas mediante comparación de grafos*”. Universidad de Murcia, Facultad de Informática, Sistemas y Proyectos Informáticos, Murcia, España. 1998.
- [6] Laencina Escobar, R. “*Retorno háptico para dispositivos táctiles mediante tecnología Leap Motion*”. Cartagena. 2014.
- [7] MathWorks. 2015.
- [8] Parra Romero, M. “*Comparación de dispositivos de entrada no convencionales en entornos virtuales*”. Universidad Nacional de Colombia, Bogotá, Colombia. 2012.
- [9] Pinto Salamanca, M. L. “*Análisis e implementacion de una interfaz háptica en entornos virtuales*”. Universidad Nacional de Colombia, Bogotá, Colombia. 2009.
- [10] Zepeda Ruedas, E., et al. “*Control Háptico con Planificación de Trayectorias Aplicado a Novint Falcon*”. Manzanillo, Colima. 2014.

Cap.6 Modelado y Control de un micro AUV para Seguimiento de Objetos a través de Visión Artificial

Monroy Anieva Jesús Arturo, Longoria Cordero Gabriel, De la Peña Valencia Blanca.

Tecnológico de Estudios Superiores de Cuautitlán Izcalli, Estado de México.

Resumen

Este artículo describe el modelado y control de un Micro Vehículo Submarino Autónomo (μ AUV), nombrado AR2D2, el cual fue construido con dispositivos y materiales de bajo costo. El principal objetivo es la implementación de un controlador PD saturado para estabilizar el avance y arfada del micro vehículo. Así como la implementación de un controlador proporcional aplicado a un algoritmo de visión por computadora para seguimiento de objetos. Finalmente, el desempeño del μ AUV es validado mediante simulación y resultados experimentales en tiempo real.

Palabras clave: Robot submarino, modelado, control, sistema embebido, micro vehículo, PD saturado, estabilidad.

1. Introducción

Actualmente hay una gran inquietud del ser humano, por desarrollar sistemas autónomos cada vez más compactos y versátiles que permitan resolver diferentes tipos de problemas, evitando la mano del hombre. Existen diversas aplicaciones en el manejo de los vehículos autónomos para sustituir tareas que ponen en riesgo al hombre. La adecuada operación de estos vehículos requiere la integración de diferentes disciplinas, entre ellas; el control automático, desempeña un papel importante, cuando se trata del estudio con dinámicas no lineales, como es el caso de los AUVs (Del inglés: Automonous Underwater Vehicles). Los AUVs son comúnmente utilizados para exploración oceanográfica en ambientes que se consideran infinitamente grandes. Además de que estos vehículos también pueden ser usados para realizar tareas de mapeo y monitoreo en áreas localizadas del océano, por mencionar algunos; construcción 3D de arrecifes, cartografía marina, exploración de ecosistemas, inspección en oleoductos y estructuras marinas, etc. [1], [2].

El diseño de los AUVs tradicionales ocupan metros de longitud, de acuerdo a sus dimensiones, y en consecuencia su alto costo, haciéndolos inútiles para aplicaciones en ambientes de reducido tamaño. Un tópico interesante viéndolo del punto de vista del control automático, es que muy frecuentemente la dinámica en el plano horizontal y vertical esta acoplada, es decir; para el avance del vehículo, se requiere del movimiento en el plano vertical. Esto significa que los diseños de AUVs comunes son inhábiles para ser utilizados como plataformas sensoriales de reducida escala. Por lo cual se ha desarrollado el prototipo AR2D2, cuyas características más relevantes son su tamaño y maniobrabilidad (ver figura 1). Sus grados de libertad son actuados por cuatro propulsores y su forma geométrica permite que los movimientos horizontal y vertical estén desacoplados [3], [4].

Las dimensiones del vehículo AR2D2 corresponden a 350mm de espacio horizontal y 200mm de espacio vertical, además de no rebasar los 5 kg, por lo cual es considerado como un micro vehículo (μ AUV) [5]. Este trabajo muestra detalles del desarrollo del prototipo y prueba de una estrategia de control para el avance y arfada del micro vehículo. Este estudio es validado mediante simulación y experimentos en tiempo real. La sección 2 muestra más detalles sobre el diseño y características del μ AUV. En la sección 3, se describe brevemente el modelo dinámico del micro vehículo, mientras que en la sección 4 se presenta la estrategia de control utilizada para los movimientos en avance y arfada del μ AUV, mediante un controlador PD saturado. En la sección 5 se

presenta la implementación del algoritmo de visión por computadora para el seguimiento de objetos, mientras que en la sección 6 se detalla la simulación de la ley de control implementada para el avance y arfada, y resultados experimentales. Finalmente, se concluye con los resultados obtenidos, observaciones y propuestas de trabajo futuro en la sección 7.

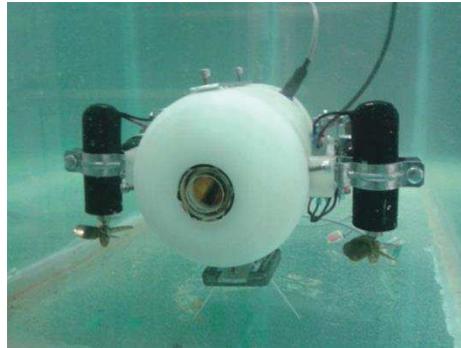


Figura 1. Prototipo experimental AR2D2.

2. Descripción del Prototipo

2.1 Sistema Embebido

La arquitectura de hardware del prototipo consiste de un sistema embebido que incluye un Raspberry Pi B, el cual tiene un procesador ARM cortex ARM1176JFZ-S de 700 MHz, 512 MB de memoria RAM, MPU, VideoCore IV GPU, 2 USB, Ethernet, HDMI, un slot para cámara de video y un espacio para tarjeta SD que contiene el sistema operativo Raspbian, éste es basado en plataforma Linux, el cual permite la programación en C++. Este sistema embebido también incluye una unidad de medición inercial (UM6 sensor de orientación CH Robotics), ésta provee los ángulos de Euler (alabeo, cabeceo y guiñada), además de sus velocidades angulares. La adquisición de datos para la medición de distancia, se basa en el procesamiento de señales acústicas mediante el módulo PW0268, el cual opera con un transductor ultrasónico sumergible de bajo costo 200LM450. Este dispositivo sensorial utiliza una onda de sonido de corta longitud, como un método clásico de detección de eco por medio de un pulso digital (similar al sistema de eco-sonido) para mediciones de rango cerrado (máximo 2m) y evasión de obstáculos (alrededor de 5m). El sistema básico de eco-sonido opera en un rango de frecuencias de 20 a 500 kHz formado por el transductor 200LM450 y el módulo de procesamiento de señal, el cual consiste de pocos componentes principales; tales como un amplificador, un filtro pasa-bandas y un acoplador de impedancias. El Raspberry Pi recibe la información proporcionada por los sensores, efectúa la ley de control y envía las señales a los actuadores (motores de cd), los cuales son manejados por modulación de ancho de pulso (del inglés PWM: Pulse Width Modulation), a través de los controladores electrónicos de velocidad (Robbe Rookie 25A). La comunicación en tiempo real es permitida por medio del uso de la interface ethernet para una red LAN. En la figura 2 se presenta un esquema resumido de los componentes utilizados del hardware del micro-vehículo y su interacción entre ellos [6].

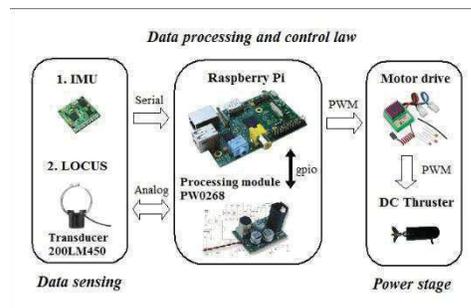


Figura 2. Sistema embebido del μ AUV.

2.2 Diseño y descripción del movimiento

El diseño CAD (Diseño Asistido por Computadora) del μ AUV AR2D2, se muestra en la figura 3, con su marco de referencia fijo al cuerpo (O_b, x_b, y_b, z_b). El centro (O_b) de este marco corresponde al centro de gravedad del micro vehículo, y sus ejes son alineados con los ejes principales de simetría del mismo. El movimiento en el plano horizontal se refiere al avance (a lo largo del eje x_b) y al desvío (a lo largo del eje y_b), mientras la arfada representa el movimiento vertical (a lo largo del eje z_b). El alabeo, cabeceo y guiñada, se denotan por (ϕ, θ, ψ) , representando los ángulos de Euler que describen la orientación del marco de referencia fijo al cuerpo con respecto al marco de referencia inercial (O_I, x_I, y_I, z_I), mientras (x, y, z) denotan las coordenadas del centro del marco fijo al cuerpo, dentro del marco inercial. El sistema de propulsión consiste de cuatro propulsores, como se muestra en la figura 4, que permite generar el movimiento rotacional y de traslación del μ AUV. De acuerdo al movimiento rotacional del prototipo, el movimiento en alabeo se efectúa a través del control diferencial de velocidad en los propulsores 1 y 2. De igual forma se obtiene el movimiento en guiñada, utilizando los propulsores 3 y 4, mientras que el movimiento en cabeceo no se encuentra actuado. Por otro lado, el movimiento de traslación sobre el eje z_b es regulado por la combinación del incremento o decremento en velocidad de los propulsores 1 y 2. Similarmente, los movimientos de traslación a lo largo de los ejes x_b y y_b se obtienen mediante el uso de los propulsores 3 y 4, considerando además el control del ángulo en guiñada [7].

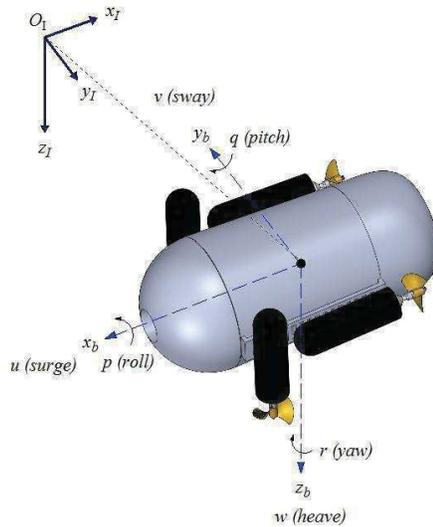


Figura 3: El μ AUV AR2D2, con su marco referencial fijo al cuerpo (O_b, x_b, y_b, z_b), y su marco referencial fijo a la tierra (O_I, x_I, y_I, z_I).

3. Modelo Dinámico

En esta sección se hace uso de la representación de Newton-Euler para cuerpos sumergidos en un fluido [8]. De tal manera que los cuerpos sumergidos están sujetos a diferentes tipos de fuerzas.

Estas fuerzas son principalmente las fuerzas inerciales, las hidrodinámicas y las fuerzas de restitución [9].

El modelo dinámico de un vehículo submarino puede escribirse en su forma compacta como se muestra a continuación:

$$M\dot{v} + C(v)v + D(v)v + g(\eta) = \tau + \varpi_e, \quad (1)$$

$$\dot{\eta} = J(\eta)v, \quad (2)$$

$M \in \mathbb{R}^{6 \times 6}$, es la matriz de inercia,

$C(v) \in \mathbb{R}^{6 \times 6}$, representa la matriz de coriolis de fuerzas centrípetas,

$D(v) \in \mathbb{R}^{6 \times 6}$, corresponde a la matriz de amortiguamiento hidrodinámico,

$g(\eta) \in \mathbb{R}^{6 \times 1}$, describe el vector de fuerzas y momentos gravitacionales y de flotabilidad,

$\tau = \begin{pmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (\tau_X, \tau_Y, \tau_Z)^T \\ (\tau_R, \tau_M, \tau_T)^T \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{6 \times 1}$, define el vector de entradas de control,

$\omega_e \in \mathbb{R}^{6 \times 1}$, representa el vector de perturbaciones,

$v = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (u, v, w)^T \\ (p, q, r)^T \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{6 \times 1}$, denota el vector de velocidad lineal y angular en el marco de referencia fijo al cuerpo,

$\eta = \begin{pmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (x, y, z)^T \\ (\varphi, \theta, \psi)^T \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{6 \times 1}$, es el vector de posición y orientación representado en el marco de referencia fijo a la tierra,

$J(\eta) \in \mathbb{R}^{6 \times 6}$, es la matriz de transformación entre el marco de referencia fijo al cuerpo y el marco de referencia fijo a la tierra [14, 15].

3.1 Fuerzas y momentos de Gravedad/Flotabilidad

Además de las fuerzas hidrodinámicas, los vehículos submarinos son afectados por la gravedad y las fuerzas de flotabilidad. Estas fuerzas son llamadas fuerzas de restitución. El peso de un cuerpo sumergido en el agua y la fuerza de flotabilidad están definidos de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} W &= mg \\ B &= \rho g \nabla \end{aligned} \quad (3)$$

De acuerdo al principio de Arquímedes, la fuerza de flotabilidad f_B se efectúa en el centro de flotabilidad y actúa en dirección opuesta al peso del vehículo f_W . Esto conduce a:

$$f_B = - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \rho g \nabla \end{bmatrix}, \quad y \quad f_W = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ mg \end{bmatrix}, \quad (4)$$

Donde ρ representa la densidad del fluido, g la aceleración gravitacional, ∇ el volumen del fluido desplazado y m corresponde a la masa del vehículo. Ahora, considerando que $W=mg$ y $B=\rho g \nabla$ usando la convención (z-y-x) para la navegación y el control, entonces la matriz de transformación $J_1(\eta_2) = R_{z,\psi} R_{y,\theta} R_{x,\phi}$, se efectúa para obtener las fuerzas del peso y la flotabilidad respecto al sistema de coordenadas fijo al cuerpo, esto es:

$$F_B = J_1(\eta_2)^{-1} f_B, \quad (5)$$

$$F_W = J_1(\eta_2)^{-1} f_W, \quad (6)$$

$$F_B = \begin{bmatrix} B \sin \theta \\ -B \cos \theta \sin \phi \\ -B \cos \theta \cos \phi \end{bmatrix}, \quad (7)$$

$$F_W = \begin{bmatrix} -W \sin \theta \\ W \cos \theta \sin \phi \\ W \cos \theta \cos \phi \end{bmatrix}, \quad (8)$$

De forma que, las fuerzas de restitución que actúan sobre el vehículo son $f_g = F_B + F_W$, esto es:

$$F_g = \begin{bmatrix} (B - W) \sin \theta \\ (W - B) \cos \theta \sin \phi \\ (W - B) \cos \theta \cos \phi \end{bmatrix}, \quad (9)$$

Por otro lado, los momentos de restauración se describen mediante la siguiente ecuación:

$$m_g = r_w \times F_W + r_b \times F_B, \quad (10)$$

Donde $r_w = [x_w, y_w, z_w]^T$ y $r_b = [x_b, y_b, z_b]^T$ representan las posiciones del centro de gravedad (CG) y el centro de flotabilidad (CB) respectivamente. Basado en el diseño del vehículo y para reducir aún más el análisis, el origen del marco de referencia fijo al cuerpo se selecciona en el centro de gravedad, esto implica que $r_w = [0, 0, 0]^T$; mientras que el centro de flotabilidad es $r_b = [0, 0, -z_b]^T$. Para propósitos prácticos, la fuerza de flotabilidad debe ser mayor que el peso, es decir, $W - B = -f_b$.

Observe que f_b debe ser menor que la fuerza producida por los propulsores. Entonces de las ecuaciones (12) y (13), se tiene:

$$g(\eta) = \begin{bmatrix} f_g \\ m_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_b \sin \theta \\ -f_b \cos \theta \sin \phi \\ -f_b \cos \theta \cos \phi \\ -z_b B \cos \theta \sin \phi \\ -z_b B \sin \theta \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (11)$$

3.2. Fuerzas y momentos generados por los propulsores

La Fig. 4 muestra las fuerzas generadas por los propulsores actuando sobre el micro submarino, éstas son descritas relativamente en el sistema coordenado fijo al cuerpo, como:

$$\hat{f}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ f_1 \end{bmatrix}; \quad \hat{f}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ f_2 \end{bmatrix}; \quad \hat{f}_3 = \begin{bmatrix} f_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \hat{f}_4 = \begin{bmatrix} f_4 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (12)$$



Figura 4: Fuerzas f_i $i = [1, \dots, 4]$ generadas por los cuatro propulsores del μ -vehículo. CG denota la posición del centro de gravedad.

Las fuerzas generadas por los propulsores que actúan en el micro submarino τ_{u1} (ver Fig. 4)

son descritas como sigue:

$$\tau_1 = \begin{bmatrix} U_2 \\ 0 \\ U_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=3}^4 \hat{f}_i \\ 0 \\ \sum_{i=1}^2 \hat{f}_i \end{bmatrix}, \quad (13)$$

Al resumir y utilizar la notación de la SNAME [10], se tiene que:

$$\tau_1 = \begin{bmatrix} \tau_X \\ \tau_Y \\ \tau_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_3 + f_4 \\ 0 \\ f_1 + f_2 \end{bmatrix}, \quad (14)$$

Y los momentos fijos al cuerpo generados por las fuerzas arriba presentadas, se definen como:

$$\tau_2 = \sum_{i=1}^4 l_i \times \hat{f}_i, \quad (15)$$

Donde $l_i = (l_{ix}, l_{iy}, l_{iz})$ es el vector de posición de la fuerza $\hat{f}_i \forall i = 1, \dots, 4$; con respecto al marco de referencia fijo al cuerpo. Entonces los momentos generados por los propulsores se describen como:

$$\tau_2 = \begin{bmatrix} \tau_K \\ \tau_M \\ \tau_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{1x}(f_1 + f_2) \\ 0 \\ l_{3y}f_3 + l_{4y}f_4 \end{bmatrix}, \quad (16)$$

Por lo tanto:

$$\tau = \begin{bmatrix} f_3 + f_4 \\ 0 \\ f_1 + f_2 \\ 2l_{1x}f_1 \\ l_{1x}f_1 + l_{2x}f_2 \\ (f_3 - f_4)(l_{3y} + l_{4y}) \end{bmatrix}, \quad (17)$$

4. Estrategia de Control

El sistema de control es el encargado de calcular las fuerzas necesarias que debe generar el sistema de propulsión para que el vehículo alcance las referencias deseadas. La construcción del sistema de control involucra el diseño y la sintonización de las leyes de control que regularán los movimientos del vehículo. Para el diseño del controlador, es común asumir que los parámetros hidrodinámicos involucrados en el modelo dinámico del micro vehículo submarino no sean conocidos. Por lo cual, estos dependen de los efectos y propiedades difíciles de modelar o estimar, como la masa agregada, la fuerza de fricción superficial, la formación de vórtices, características del fluido, etc. [11].

4.1 Control PD saturado

Sea $u(t)$ un controlador PD, el cual es descrito por la siguiente ecuación:

$$u(t) = k_1 e(t) + k_2 \frac{de(t)}{dt}, \quad (18)$$

Donde $e(t) = r(t) - y(t)$ es el error, $r(t)$ representa la referencia, $y(t)$ es la salida medida, y (k_1, k_2) son las ganancias proporcional y derivativa.

En la ecuación (18) es notable que si $e(t) \rightarrow \infty$, entonces $u(t) \rightarrow \infty$; esto podría generar oscilaciones en el sistema o de otro modo saturar los actuadores. Con el objetivo de prevenir daño en los actuadores, se propone utilizar una función de saturación en cada término de la ecuación (18).

$$\begin{aligned}\tau_\phi &= 0, \\ \tau_\theta &= f(\theta, \dot{\theta}) = -\sigma_{b\theta_2}(k_{\theta_2}\dot{\theta}) - \sigma_{b\theta_1}(k_{\theta_1}\theta), \\ \tau_\psi &= f(\psi, \dot{\psi}) = -\sigma_{b\psi_2}(k_{\psi_2}\dot{\psi}) - \sigma_{b\psi_1}(k_{\psi_1}\psi),\end{aligned}\tag{19}$$

De manera que existe un tiempo tal que $\phi \rightarrow 0$, $\theta \rightarrow 0$ y $\psi \rightarrow 0$ y se tiene:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= U_2, & \ddot{\phi} &= 0, \\ \dot{y} &= 0, & \ddot{\theta} &= f(\theta, \dot{\theta}), \\ \dot{z} &= U_1 \cos \phi - W_p, & \ddot{\psi} &= f(\psi, \dot{\psi})\end{aligned}\tag{20}$$

De la ecuación (20), se proponen las entradas de control U_1 y U_2 considerando las funciones de saturación. Entonces:

$$\begin{aligned}f(z, \dot{z}) &= -\sigma_{bz_2}(k_{z_2}\dot{z}) - \sigma_{bz_1}(k_{z_1}(z - z_d)), \\ f(x, \dot{x}) &= -\sigma_{bx_2}(k_{x_2}\dot{x}) - \sigma_{bx_1}(k_{x_1}x),\end{aligned}\tag{21}$$

Donde las k_{ij} son constantes positivas tal que los polinomios $s^2 + k_{ij}s + k_{ij-1}$ sean estables (donde $i = \theta, \psi, x, z$), $j = 2$ y σ_b es una función saturación de la forma:

$$\sigma_b(s) = \begin{cases} b & \text{si } s > b \\ s & \text{si } -b \leq s \leq b \\ -b & \text{si } s < -b \end{cases}\tag{22}$$

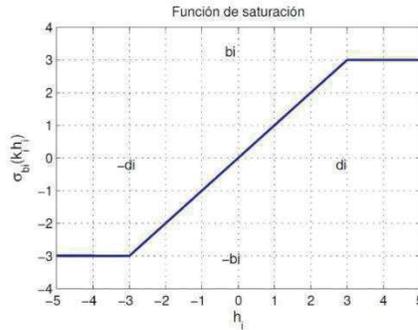


Figura 5: Función de saturación

Al sustituir las entradas de control correspondientes en el sistema (20), existe un tiempo tal que:

$$\begin{aligned}\ddot{x} &= f(x, \dot{x}), & \ddot{\phi} &= 0, \\ \ddot{y} &= 0, & \ddot{\theta} &= f(\theta, \dot{\theta}), \\ \ddot{z} &= f(z, \dot{z}), & \ddot{\psi} &= f(\psi, \dot{\psi}),\end{aligned}\tag{23}$$

De tal manera que la ley de control que estabiliza la orientación se propone como:

$$\begin{aligned}\tau_\theta &= \frac{-\sigma_{b\theta_2}(k_{\theta_2}\dot{\theta}) - \sigma_{b\theta_1}(k_{\theta_1}\theta) + \tau_\psi \sin \phi}{\cos \phi}, \\ \tau_\psi &= \frac{-\sigma_{b\psi_2}(k_{\psi_2}\dot{\psi}) - \sigma_{b\psi_1}(k_{\psi_1}\psi) - \tau_\theta \sin \phi}{\cos \phi},\end{aligned}\tag{24}$$

5. Visión por Computadora

La visión por computadora se limita por la falta de detalles bajo el agua. Sin embargo, se tienen que filtrar todos estos datos para seleccionar sólo lo que es relevante. En el punto de vista de la visión submarina, este elaborado filtrado no es necesario: ya que lo hace el medio ambiente. Sólo tres colores son visibles en el agua: rojo, naranja y amarillo; Todos los demás aparecen como azul. Es por eso que los objetos que queremos detectar normalmente tienen estos colores. Por lo tanto, para detectarlos, el filtro de color es suficiente (la forma y la geometría no importa). Para evitar el problema de bajo nivel de contraste, el filtro HSV puede dar buen resultado. Una lámpara también ayuda a mantener la misma exposición de luminosidad (y evitar sombras en movimiento). También es una forma de medir la distancia al objeto: cuanto mejor es la luminosidad y el contraste, más cerca está.

Las imágenes proporcionadas por una cámara tienen ruido, lo cual puede afectar el algoritmo de visión por computadora. Por ejemplo, para detectar características, necesitamos extraer el gradiente, que puede ser distorsionado por la varianza del ruido. Este tipo de ruido se puede reducir por el filtro - especialmente el filtro gaussiano para el ruido gaussiano - que diluye la varianza en píxeles vecinos. Sin embargo, este filtro espacial bidimensional no debe ser demasiado fuerte, con riesgo de producir diplopía. Por otra parte, el vídeo de la cámara también tiene una tercera dimensión: el tiempo. Un borrón de tiempo a lo largo de imágenes consecutivas también podría reducir la varianza de ruido. Pero es bastante eficaz en vídeo estático: mezclar demasiadas imágenes diferentes produciendo un efecto fantasma [12].

Estos filtros anteriores son estáticos: no pueden cambiar sus parámetros (ya que están calibrados para el hardware). Necesitamos filtros dinámicos para adaptarnos automáticamente al entorno. De hecho, la luminosidad y el contraste pueden cambiar mucho tiempo. Un filtro puede mantener la misma luminosidad, o cambiar la distribución de color analizando y ecualizando el histograma de matiz. Como compensación, aumenta la varianza del ruido [13]. El principal problema es que tenemos que elegir parámetros dependiendo del entorno. Existen métodos completamente independientes, pero consumen demasiados recursos del CPU: podría ser útil para mejorar una sola imagen interesante, pero también para la navegación autónoma [14].

Las dos propiedades principales de los objetos en una imagen son el color y la forma. El reconocimiento de color es fácil de implementar, pero no es suficiente para discriminar (diferentes objetos pueden tener el mismo color). Por el contrario, el reconocimiento de forma es fiable, pero no tan fácil de programar. Podemos combinar las ventajas de estas dos maneras de hacer: en primer lugar, el reconocimiento de color sólo guarda pocos datos correspondientes al color correcto, y luego los procesos de reconocimiento de forma aclaran los datos.

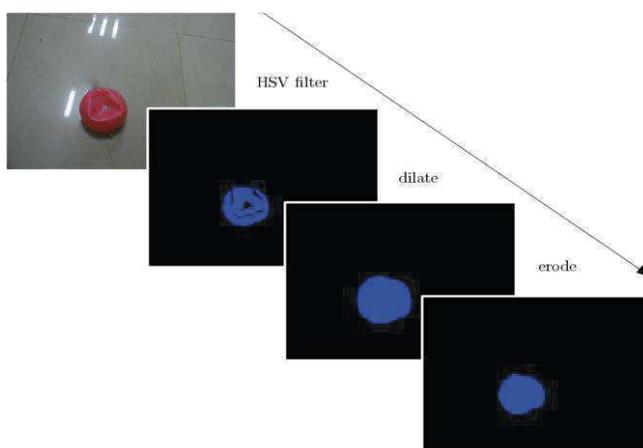


Figura 6. Filtro HSV para extracción del color de interés.

El primer paso es un filtro HSV. Mantiene píxeles cuyo "matiz" corresponde al color correcto, "saturación" y el "valor" por encima de un umbral para eliminar áreas grises y oscuras. El resultado es una imagen binaria, en la que se mantienen píxeles blancos y se rechazan los píxeles azules. El problema es que muchos buenos píxeles son rechazados, lo que crea pequeños agujeros. La solución es "dilatarse" la imagen para recuperar estos píxeles y "cerrarse" para eliminar el efecto de borde de la dilatación.

La detección de "mancha" consiste en vincular píxeles adyacentes para crear grupos; Cada uno correspondiente a un objeto. Este algoritmo [15] se implementa en la función "Búsqueda de Contornos" de OpenCV. Luego, cada "mancha" tiene su centroide calculado; Cuyas coordenadas son datos comprensibles para el algoritmo de navegación, véase la Figura 7.

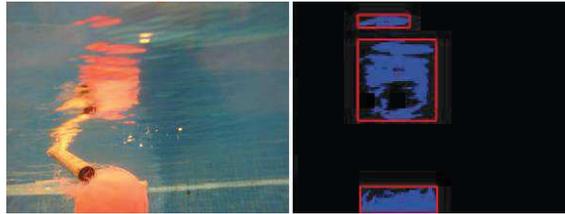


Figure 7. Segmentación del OPI.

La orden para los motores se genera dependiendo de la FSM (Máquina de Estados Finito). Los principales estados son:

- *Control Remoto* (sin autonomía, el usuario envía las ordenes)
- *Estabilizar* (Mantener la misma posición y postura)
- *Ir hacia arriba e ir hacia abajo* (según el cambio de profundidad estabilizar)
- *Explorar* (Seguir el objeto)

5.1 Seguimiento de objeto mediante la cámara

La detección de "mancha" da las coordenadas y el tamaño de cada gota, dando límites de HSV de objetos interesantes. El prerequisite es conocer antes de la misión lo que el robot está buscando. El primer paso es mostrar al robot un OPI (Objeto de Interés Potencial) y seleccionar manualmente los límites del HSV hasta que se detecte bien. Se debe hacer bajo el agua porque los colores no son los mismos en el laboratorio (Las figuras 6 y 7, muestran imágenes del mismo OPI con la misma cámara, fuera y dentro del agua).

Entonces, el robot es capaz de encontrar la coordenada (x_{opi}, y_{opi}) del objeto más grande visto por su cámara que tratará de seguir. Debido a la forma del AR2D2, el simple control de la ley proporcional es suficiente. Comparando con el centro (x_c, y_c) de la imagen, y su tamaño a un umbral "size_{thresh}", obtenemos este tipo de ley de control:

$$\begin{pmatrix} mot_1 \\ mot_2 \\ mot_3 \\ mot_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} +K_{px} \\ -K_{px} \\ +K_{py} \\ +K_{py} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_{opi} - x_c \\ x_{opi} - x_c \\ y_{opi} - y_c \\ y_{opi} - y_c \end{pmatrix} + K_{size} \cdot \begin{pmatrix} size_{thresh} - size \\ size_{thresh} - size \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (25)$$

K_{px} y K_{py} tratan de minimizar el error horizontal y vertical del centroide del OPI en comparación con el centro de la imagen. Mientras tanto, K_{size} mantiene el robot a una buena distancia del objeto.

6. Simulación y Resultados

Se ha utilizado Simulink de MatLab para aplicar la ley de control seleccionada en la estabilidad de la posición (x,z) , sobre las ecuaciones del modelo dinámico. La simulación se desarrolló considerando el sistema en lazo cerrado, cuyas entradas de control dependen de los controladores PD saturados implementados tanto para el avance como para la arfada.

La entrada de control $U1$ es directamente aplicada sobre las fuerzas verticales y la entrada de control $U2$ es aplicada sobre las fuerzas horizontales. Los gráficos de las figuras (8) y (9) muestran ambas entradas de control. Se puede notar que la entrada de control $U1$ converge al valor del peso $f_w = 1$, mientras que en la entrada de control $U2$ converge a cero, debido sólo a la combinación de las fuerzas horizontales.

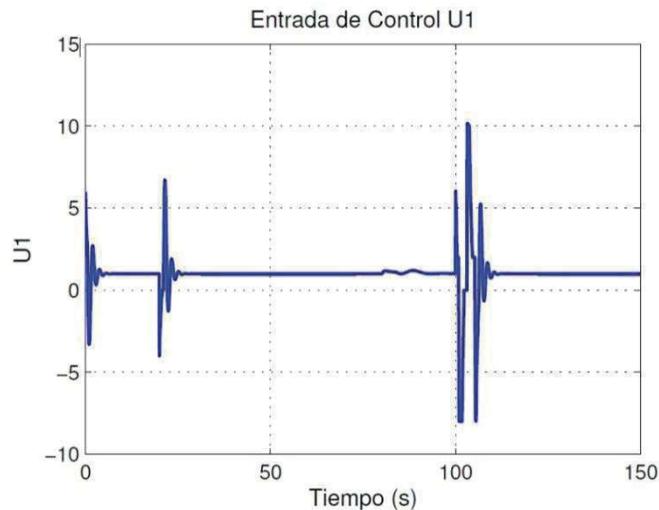


Figura 8. Entrada de control $U1$.

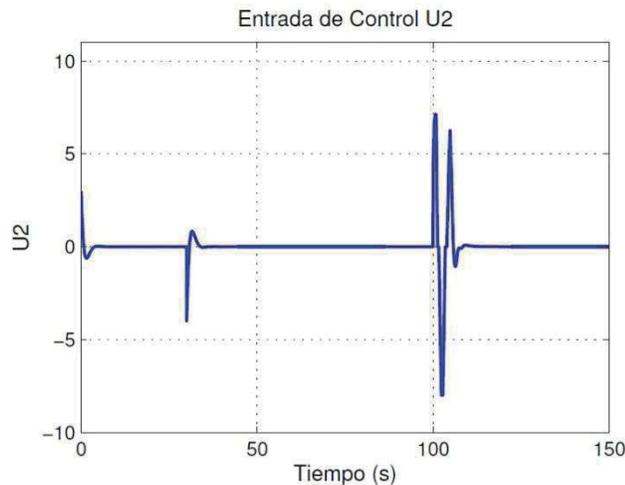


Figura 9. Entrada de control $U2$.

Los resultados de la simulación son presentados con el objetivo de observar el desempeño de la traslación (x,z) del μ AUV, utilizando la ley de control propuesta. El controlador PD saturado fue sintonizado para obtener el mejor comportamiento contra perturbaciones, cuyas funciones de saturación en las ganancias proporcional y derivativa para el control en avance y arfada, corresponden a los valores de $b=+-4$ y $d=+-2$, de tal manera que la evolución del tiempo sobre la posición "x" del

vehículo, es mostrada en la figura (10), mientras que la respuesta sobre la posición “z” del sistema en lazo cerrado es presentada en la figura (11). Note que las variables de estado (x , z) son externamente perturbadas y el control PD saturado es aún capaz de estabilizar la posición. Las condiciones iniciales utilizadas para esta simulación son $x(0) = 0$, $z(0) = 0$, $\dot{x}(0) = 0$, $\dot{z}(0) = 0$ y los valores deseados son $x_d = 1.5$ y $z_d = 1$.

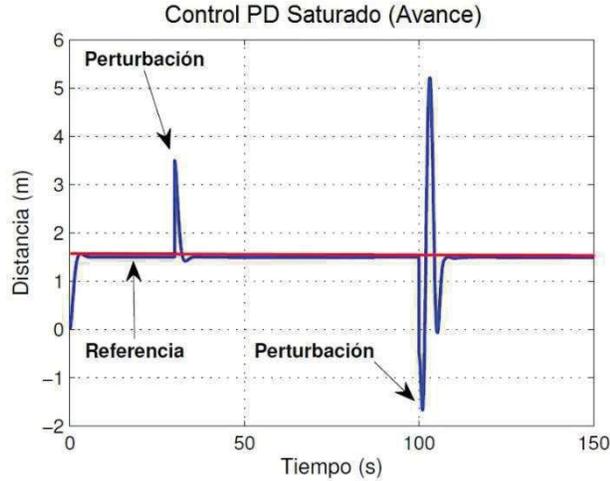


Figura 10. Posición en x (avance).

Los gráficos de los resultados experimentales se presentan en las imágenes (12) y (13), en donde se puede notar que la ley de control propuesta, tiene un buen desempeño. La sintonización fue ajustada tanto para conseguir el mejor comportamiento del micro submarino sometido a perturbaciones externas. Observe que para mejorar la estabilidad, se puede sintonizar con más precisión, considerando la característica que tiene este controlador, de permitir saturar la entrada de control y proteger a los actuadores.

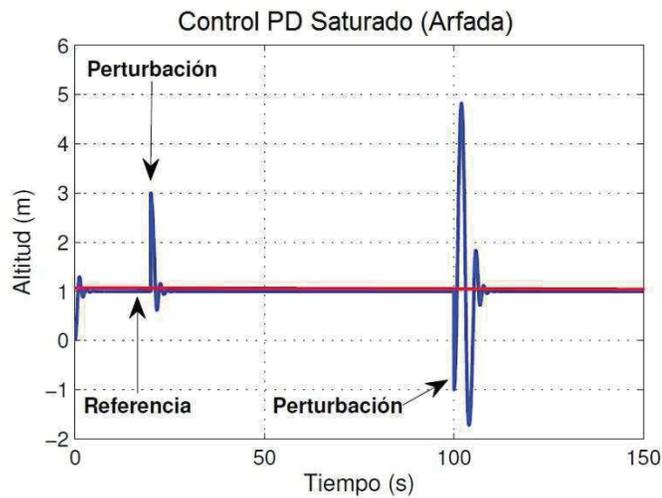


Figura 11: Posición en z (arfada).

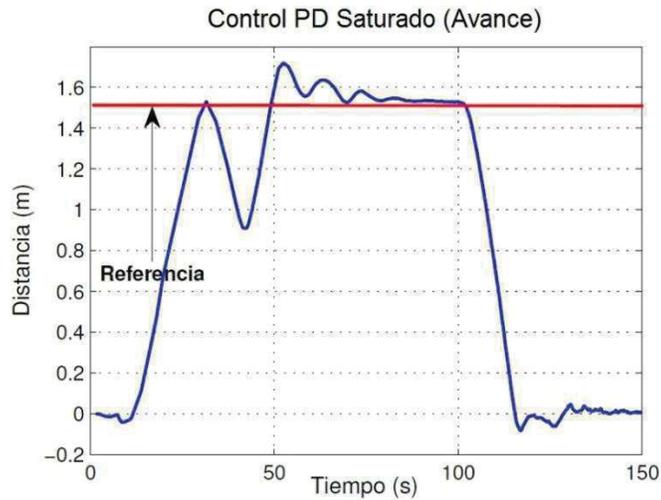


Figura 12. Resultado experimental en la posición x (avance).

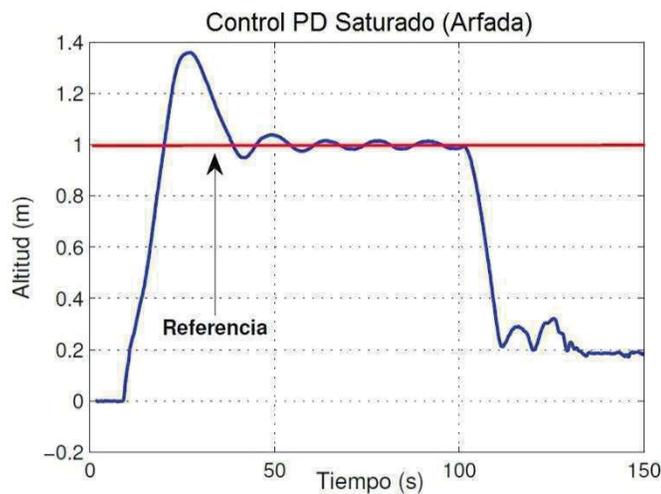


Figura 13. Resultado experimental en la posición z (arfada).

La Figura 11 corresponde al seguimiento de objeto. Se obtiene la distancia horizontal entre el centro de la imagen y el centroide del objeto detectado ($x_{opi} - x_c$ de -1 a la izquierda, a +1 a la derecha), en comparación con el orden de giro (mot1 - mot2 es positivo al ir a la derecha). El seguimiento del objeto fue una trayectoria aleatoria (no es una prueba de estabilización) considerando la velocidad aleatoria. El robot logró seguirlo, incluso cuando el objeto se pierde en la imagen. De hecho, la inercia del robot en el agua preserva su movimiento, haciendo al robot capaz de encontrar el OPI de nuevo.

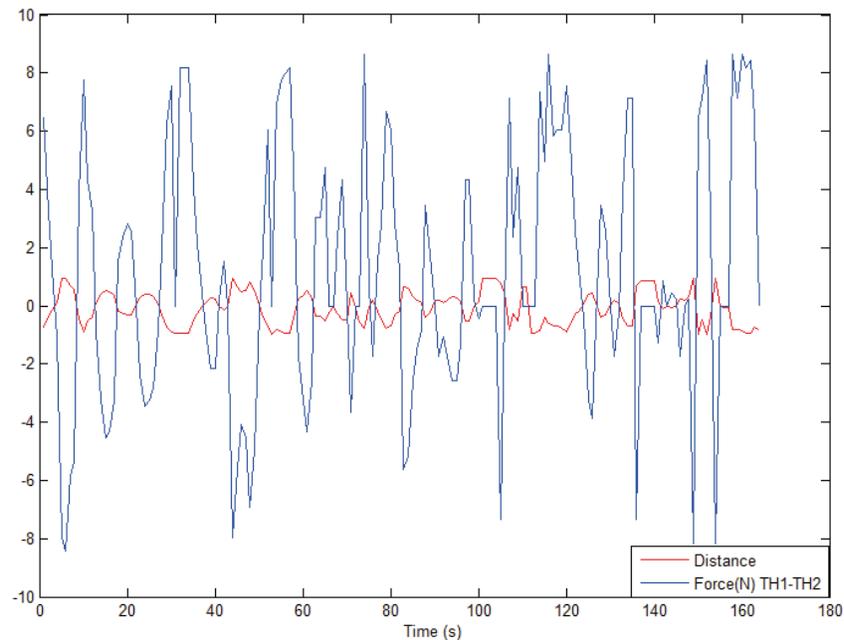


Figura 11: Seguimiento de Objeto (posición sobre la imagen y orden para los propulsores)

7. Conclusiones

Desarrollamos y presentamos el sistema de control integrado del robot submarino AR2D2, ya que hemos utilizado un controlador típico con funciones de saturación para el control en regulación del avance y arfada. El micro submarino fue diseñado con la facultad de ser una pequeña plataforma capaz de realizar maniobras complejas; para este fin, se considera como elemento clave la dinámica desacoplada de los movimientos en x (avance) y z (arfada). Además de que el vehículo realiza el procesamiento de imágenes obtenidas en tiempo real para reconocer y seguir un objeto de interés. Los resultados muestran la buena capacidad para hacerlo, sin perder el OPI. Como trabajo futuro, implementaremos otra estrategia de control con el objetivo de mejorar las actuaciones sobre la “guiñada” y la regulación en “ z ” para estar cerca del objeto y poder realizar una inspección más profunda. La introducción de algunos filtros dependientes del tiempo también puede mejorar el comportamiento del robot y estabilizar el reconocimiento del objeto (mediante el procesamiento secuencial de imágenes de vídeo en lugar de imágenes individuales). Además, realizaremos experimentos en un entorno natural, con menos visibilidad. Este trabajo conducirá a tareas de cooperación entre este vehículo submarino autónomo y otro Micro AUV.

Referencias

- [1] Alvarez, C., S. R. A. R. G. C., 2009. “*Concepción, desarrollo y avances en el control de navegación de robots submarinos paralelos: El robot remo-i*”. Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial 6, 92–100.
- [2] Carreras, M., R. P. G. R. R. D. P. N., 2012. “*Inspección visual subacuática mediante robótica submarina*”. Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial 9, 34–45.

- [3] Watson, S. A., Green, P. N., 2014. “*Depth control for micro-autonomous underwater vehicles (μ auvs): Simulation and experimentation*”. International Journal of Advanced Robotic Systems.
- [4] Fechner, S., K. J. A. J., 2007. “*Design of a μ auv*”. Conference: Proceedings of the 4th International AMiRE Symposium.
- [5] Rodríguez, P., Piera, J., 2005. “*Mini auv, a platform for future use on marine research for the spanish research council?*” Instrumentation ViewPoint.
- [6] Nolan, S., Toal, D., 2008. “*A low directivity ultrasonic sensor for collision avoidance and station keeping on inspection-class auvs*”. Mar Eng Technol 11, 1–11.
- [7] Martínez A., Rodríguez, Y. H. L. G. C. L. J. S. H., 2013. “*Diseño de auv. Arquitectura de hardware y software*”. Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial 10, 333–343.
- [8] Fossen, T. I., 1999. “*Guidance and Control of Ocean Vehicles*”. John Wiley and Sons, Norway.
- [9] Fossen, T. I., 2002. “*Marine control systems guidance, navigation, and control of shipd, rigs and underwater vehicles*”. Marine Cybernetics, Norway.
- [10] SNAME, 1950. “*Nomenclature for treating the motion of a submerged body through a fluid. The society of naval architects and marine engineers*”. Technical and Research Bulletin 1-5.
- [11] Antonelli, G., F. T. I. Y. D. R., 2008. “*Underwater Robotics*”. Springer Berlin Heidelberg, Berlin.
- [12] Bascle B, A. Blake, A. Zisserman, “*Motion Deblurring and Super-Resolution from an Image Sequence*” in ECCV. Springer, 1996, pp.571-582, vol1065.
- [13] Pizer S, E. Amburn, J. Austin, R. Cromartie, A. Geselowitz, T. Greer, B. Romeny, J. Zimmerman, “*Adaptive Histogram Equalization and Its Variations*” in *Computer Vision, Graphics, and Image Processing*. Elsevier, 1987, pp.355-368, vol39, iss3.
- [14] Bazeille S, I. Quidu, L. Jaulin, J. Malkasse, “*Automatic Underwater Image Pre-Processing*” in *CMM*. 2006.
- [15] Suzuki S, K. Abe, “*Topological Structural Analysis of Digitized Binary Images by Border Following*”, in *Computer Vision, Graphics and Image Processing*. Elsevier, 1985, pp.32-46 vol30

Cap.7 Diseño de un Atrapaniebla Utilizando la Tecnología para Optimizar la Captación de Agua de Neblina

Guerra León Elpidio, Guerra Hernández Selma Flor, Narciso Huerta Mauricio, Parra Cantero Horalia y Hernández García Edgar.

Instituto Tecnológico Superior de Zacapoaxtla
Carretera Acuaco-Zacapoaxtla km 8 Col. Totoltepec, Zacapoaxtla, Pue.
Tel. y Fax 01 (233) 31 75000
www.itsz.edu.mx
tecnologico@itsz.edu.mx

Resumen

El atrapaniebla es un sistema que difícilmente llegará alterar los ecosistemas, es conocida también como “agua nueva” debido que a que no viene de otro sistema hidrológico (río o acuífero) si no de la masa nubosa que viene del golfo de México a las altitudes de la Sierra Nororiental. Éste proyecto se enfoca en innovar el atrapaniebla tradicional, implementado la tecnología para la captación de agua, y análisis de la misma, así como el del medio ambiente. La automatización del atrapaniebla, y monitoreo de las condiciones ambientales, permitirá un mayor aprovechamiento de la humedad y los diversos factores que influyen en la captación de agua. Al realizar el estudio de la humedad relativa de un lugar determinado, permitirá corroborar si el proyecto será viable en el entorno geográfico previamente analizado.

Palabras clave: Atrapaniebla, tecnología, humedad, medio ambiente.

1. Introducción

En la actualidad existen problemas de abastecimiento de agua para las ciudades y pueblos rurales, puesto que no cubren en su totalidad las necesidades básicas en el hogar. Se presenta este problema por el efecto de las sequías en lagos y nacimientos. A partir de un acontecimiento impactante de escasez de agua, así como la sequía de Chile en 1956, donde el científico Carlos Espinoza implementó la idea del atrapaniebla, en donde la neblina, que son gotas de agua del tamaño microscópico con carencia de peso quedan suspendidas en el ambiente, son desplazadas por el aire. Al igual que los árboles y otros objetos que captan esta agua, el atrapaniebla fue diseñado con el propósito de captar agua a través de su malla.

Existen diversas formas de aprovechar el agua, por ejemplo: para consumo humano, en actividades agrícolas y consumo doméstico. Las fuentes de obtención de agua son varias, tal como: subterráneas, agua superficial de los lagos, ríos y agua de lluvia. La niebla, es un recurso que pocos han tomado en cuenta como un beneficio del potencial de este. Sin embargo, como alternativa de aprovechamiento y solución a problemas de abastecimiento en el suministro de este recurso, sería una alternativa más para dejar nuestra huella ecológica y dar una oportunidad a futuras generaciones de disfrutar nuestro bello ecosistema.

2. Planteamiento del problema

Debido a la escasez de agua y la contaminación de los sistemas hidrológicos en zonas agrícolas para la producción de vegetales o frutos. Donde la toma de agua para los riegos es del agua potable, dejando a los pobladores del lugar sin agua durante horas e incluso días o semanas. Gracias a que la región de la sierra nororiental del estado de Puebla, se encuentra en un entorno con humedad y una masa de neblina procedente del golfo de México la cual frecuenta dicha área, lo que favorece a la recolección de agua, a través de un atrapaniebla.

3. Objetivos

- Diseñar un nuevo sistema de atrapaniebla utilizando la tecnología, con el fin de su implementación en zonas urbanas y rurales, para captar mayor cantidad de agua para usos agropecuarios u otros.
- Monitorear los aumentos y descensos de humedad para conocer la viabilidad del proyecto en zonas urbanas.

4. Materiales

4.1.0 Sensor de temperatura y humedad DHT11

Cuenta con un sensor complejo de temperatura y humedad con una señal de salida digital calibrada. Este sensor incluye un componente de medición de humedad de tipo resistivo y un componente de medición de temperatura NTC (Coeficiente de Temperatura Negativo) por sus siglas en inglés, y se conecta a un microcontrolador de alto rendimiento de 8 bits, ofreciendo excelente calidad, respuesta rápida, capacidad anti-interferencia y rentabilidad.

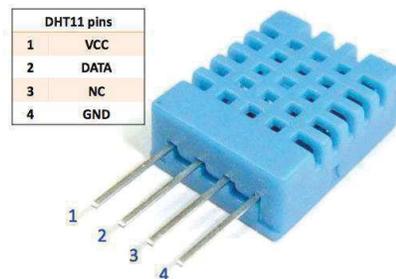


Figura 1. Sensor DHT11

4.1.1 Características generales

Sensor	Alimentación	Temperatura	Humedad
DHT11	3.3-5.5V	0-50 °C +/-2°C	20-0%RH +/-5%RH

4.1.2 Funcionamiento del sensor DTH11

Cuando el microcontrolador envía la señal de inicio, el sensor DHT11 pasa del modo de bajo consumo de voltaje al modo de funcionamiento, esperando a que el microcontrolador complete la señal de inicio. Una vez que se completa, el sensor envía una señal de respuesta de datos de 40 bits que incluyen la información de humedad relativa y temperatura al microcontrolador. Los usuarios pueden elegir, recopilar (leer) algunos datos. Sin la señal de inicio del microcontrolador el DHT11 no dará la señal de respuesta al microcontrolador. Una vez que los datos son recolectados, el sensor cambiará al modo de bajo consumo de energía hasta que reciba de nuevo una señal de inicio del Microcontrolador.

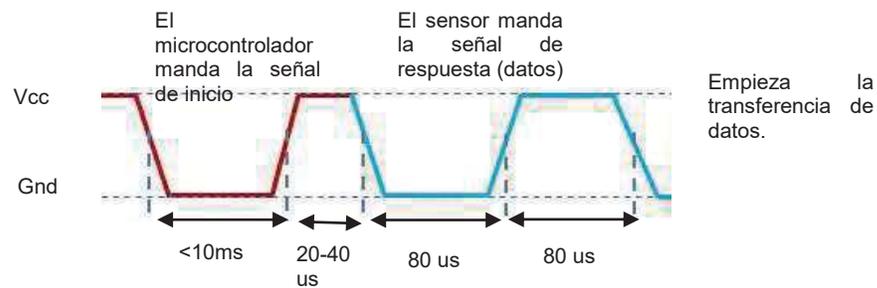


Figura 2. Señal de inicio y respuesta

4.2.0 Arduino uno

El Arduino es una plataforma computacional física (open-source) basada en una simple tarjeta de entradas y salidas (I/O) y un entorno de desarrollo que implementa el lenguaje Processing/Wiring. El Arduino Uno puede ser utilizado para desarrollar objetos interactivos o puede ser conectado a software de tu computadora (por ejemplo, Flash, Processing, MaxMSP).

4.2.1 Características

- Microcontrolador ATmega328.
- Voltaje de entrada 7-12V.
- 14 pines digitales de I/O (6 salidas PWM).
- 6 entradas análogas.
- 32k de memoria Flash.
- Reloj de 16MHz de velocidad.

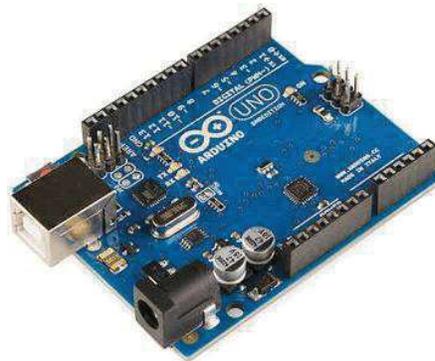


Figura 3. Placa Arduino

4.3.0 Placa LCD

LCD (sigla del inglés Liquid Crystal Display) es una pantalla delgada y de forma plana formada por un número de píxeles de color o monocromos colocados delante de una fuente de luz o reflectora. El proceso de control de un LDC con Arduino nos abre un frente de interacción visual de la electrónica de un modo rápido, sencillo y eficaz.

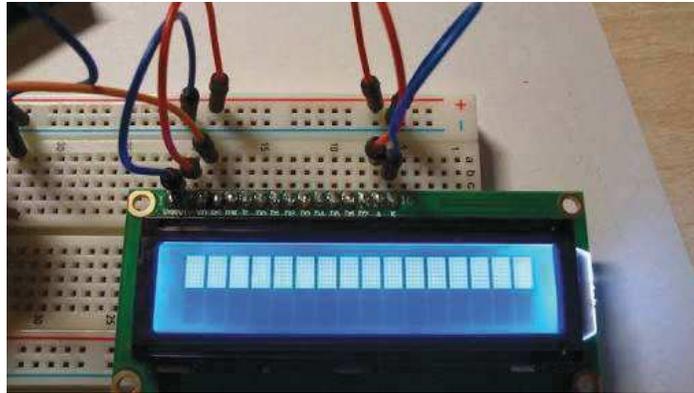


Figura 4. Placa LCD

4.4.0 Compuerta lógica y flip-flop D

Un Flip-Flop es fundamentalmente un arreglo de latches temporizados en el que se busca que las salidas respondan a los cambios en las entradas exclusivamente en los periodos de transición (flancos) de voltaje ya sean de alto a bajo o de bajo a alto, mientras que el resto del tiempo conservan su estatus previo.

El Latch más simple es el SR (Set-Reset), que tiene por finalidad poner un 1 en la salida (Set), almacenarlo y borrarlo (Reset). El SR se puede construir con compuertas NOR o NAND.

El flip-flop tipo D es una variante del SR, la entrada S se interconecta a la entrada R a través de un inversor, de tal forma que sus entradas quedan reducidas a una: la terminal D.

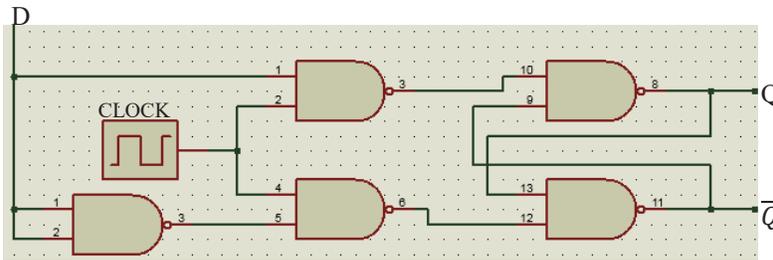


Figura 5. Flip-Flop D.

Tabla de transición

Q	D	Q(t+1)
0	0	0
0	1	1
1	0	0
1	1	1

4.4.1 Compuerta XOR

La compuerta OR exclusiva u XOR, es una versión de la OR anteriormente vista, en la que se anula la posibilidad de que ambas entradas en 1 den como salida 1. En Álgebra de Boole su expresión sería: $S = ab + \bar{a}b = a \oplus b$.

Tabla de verdad de la compuerta XOR

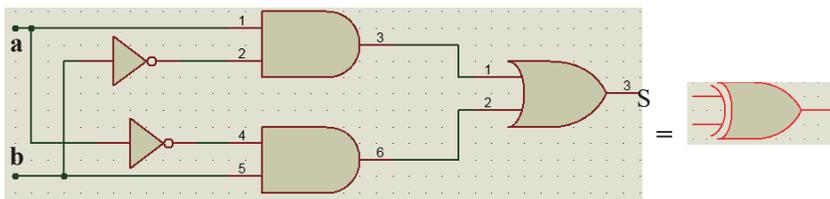


Figura 6. Compuerta XOR.

a	b	S
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

4.6.0 Ventilador Centrífugo

Ventilador cuyo flujo de aire cambia su dirección, en el ángulo de 90°, entre la entrada y la salida. Consta de un rotor de palas curvadas hacia adelante, apto para caudales altos y bajas presiones. No es autolimitante de potencia. Para un mismo caudal y un mismo diámetro de rotor gira a menos vueltas con menor nivel sonoro.

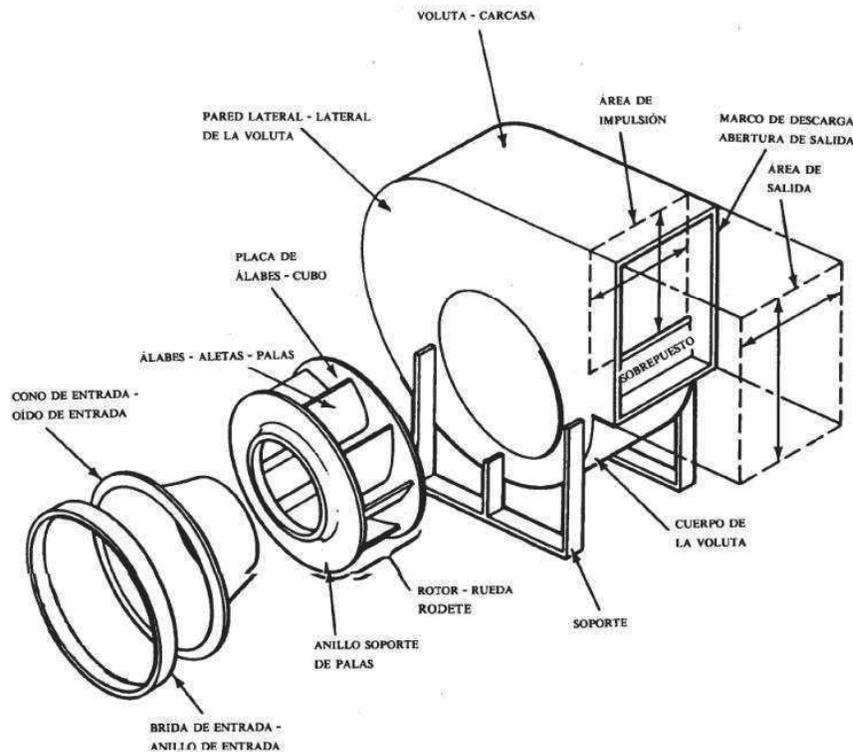


Figura 7. Estructura de un ventilador centrífugo con sus partes

5 Metodología

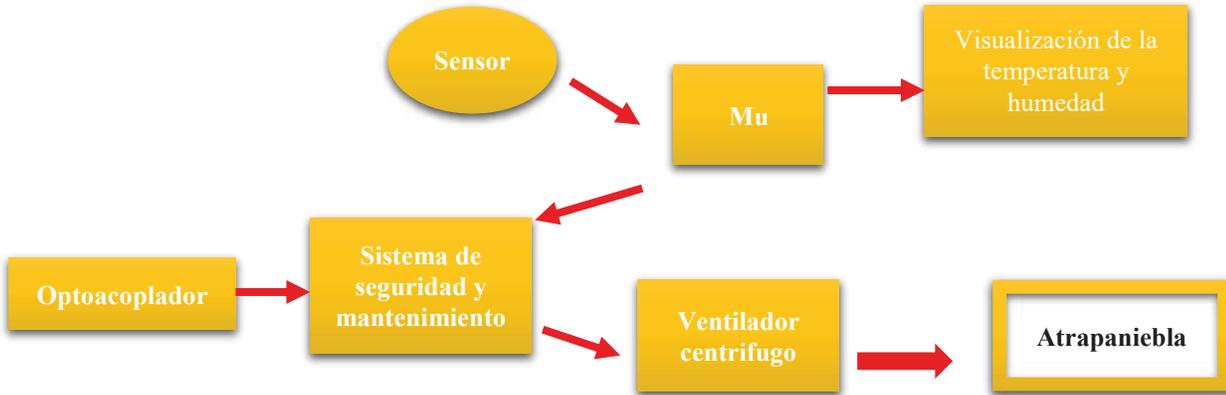
5.1.0 Funcionamiento del atrapaniebla tradicional

Los atrapanieblas son un invento para captar las gotas de agua microscópicas que contiene la neblina.

Consta de una malla parecida a una red de vóley que se coloca en cerros que albergan neblina. Donde el agua se condensa para después pasar por una canaleta que desemboca a un depósito.

5.2.0 Innovación del atrapaniebla

Se buscará realizar un nuevo diseño del atrapaniebla, considerando días de lluvia y neblina. Intentando considerar las posibles variables presentes y futuras con el fin de trascender con nuestro proyecto. Con las siguientes características.



5.2.1 Implementación de un ventilador centrífugo al atrapaniebla

Cuando el sensor registre el aumento de una humedad relativa mayor o igual a 70%, hará que el arduino mande la señal al sistema de seguridad y mantenimiento, activando el ventilador centrífugo, para acelerar el paso del aire en el atrapaniebla. Con lo cual se acelerará la captación de neblina en dicho sistema, se considera la cantidad de masa de aire que captará el ventilador y en qué tiempo podrá trasladarse dicha cantidad de aire, la cual contiene cierta cantidad de agua suspendida en el aire. Tómese estos factores para el cálculo y poder sustentar la viabilidad del atrapaniebla llegando a la conclusión de usar la siguiente fórmula para el cálculo de niebla captada.

Formula()

5.2.2 Sistema de seguridad y mantenimiento

El sistema de seguridad y mantenimiento consiste en el uso del optoacoplador con enclave para activar el ventilador centrífugo con un solo pulso, esto sin necesidad de tener una humedad relativa del 70%, para conocer el estado de funcionamiento del ventilador. Y a su vez recibe la señal del arduino para activar el ventilador, pero esto solo sucederá siempre y cuando el sensor registre la humedad requerida para activarlo.

Cuando el optoacoplador con enclave y el arduino estén en estado bajo o alto, no debe activarse el sistema. Por lo cual se puede obtener la siguiente tabla de verdad.

O	A	S
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Figura 8. Tabla de verdad.

De la cual se obtiene la siguiente expresión Booleana:

$$S = \bar{O}A + \bar{A}O$$

Obteniendo como resultado una compuerta XOR: $S = O \oplus A$

a) Funcionamiento del optoacoplador con enclave

Un **optoacoplador**, es un dispositivo de emisión y recepción que funciona como un interruptor activado mediante la luz emitida por un diodo LED que satura un componente optoelectrónico, normalmente en forma de fototransistor.

Cuando se activa el foto transistor con el led infrarrojo, y a la vez el push button se enclava el flip flop D, obteniendo un voltaje alto (5v) para mandar el dato a la compuerta XOR que a su vez activa el relevador, cambiando de estado de normalmente abierto a normalmente cerrado activando el ventilador. Y al dar un segundo pulso en el led infrarrojo se cambia el voltaje a cero, desactivando inmediatamente el motor.

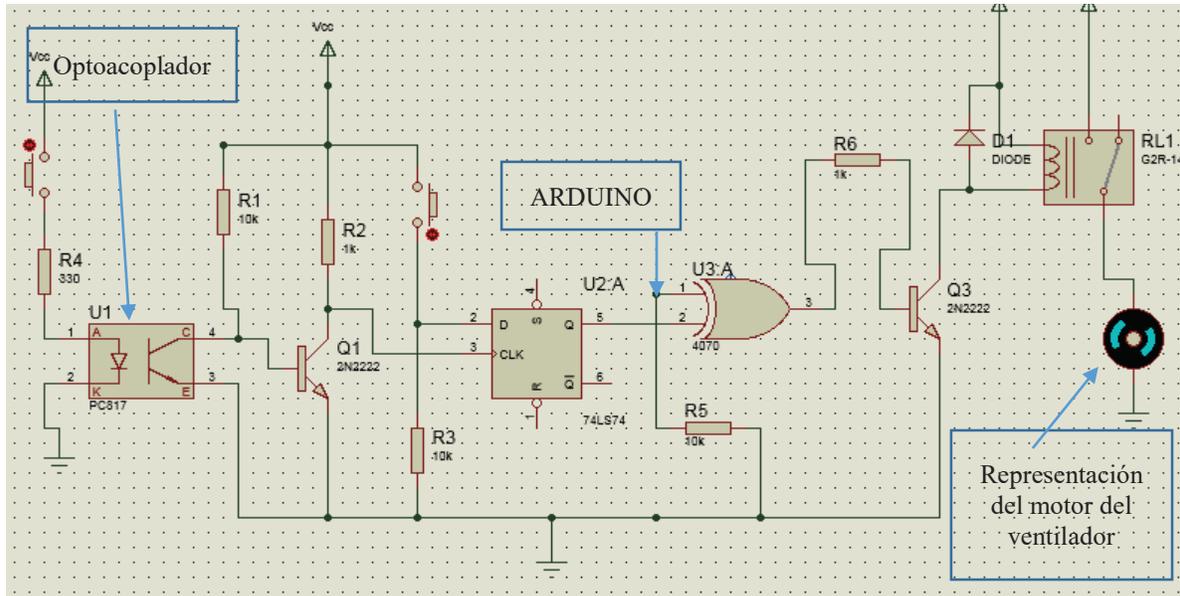


Figura 9. Circuito del optoacoplador y el sistema de seguridad.

5.2.3 Aplicación del arduino en el atrapaniebla

El ventilador centrífugo está acoplado a un motor de 3/8 de Hp de potencia, el cual tiene 1720 Rpm. Este está conectado al circuito que se muestra en la figura 9, la condición que debe tener este motor es que se activará siempre y cuando el sensor registre una humedad relativa mayor o igual a 70% en el ambiente, así cuando la humedad baje este porcentaje el motor se detendrá. Todo esto se verá mostrado en una pantalla LCD la cual le permitirá al usuario tener un conocimiento detallado del atrapaniebla.

5.2.4 Innovación del captador de niebla

El diseño tradicional del atrapaniebla consta de una malla extendida entre dos postes, en cambio el atrapaniebla que se propone tiene un cambio para el aprovechamiento de la lluvia teniéndose en cuenta que el diseño es un envase de garrafón, el cual contiene las mallas adentro, de esta manera se logrará almacenar de manera estricta dentro del recipiente. Aprovechando el diseño cónico que tiene en su parte inferior se invierte, para que esa parte sea la parte superior nueva, aprovechándolo en situaciones de lluvia y la parte donde se introducía el agua sea ahora la salida de este sistema.



Figura 10. Captador de niebla desarmable del sistema de Mantenimiento y de activación.

1. Resultados

Al realizarse las primeras pruebas con el atrapaniebla modificado, cuyas especificaciones ya se explicaron anteriormente, se llegó a un resultado favorable, se colocó el prototipo en un día de abundante neblina y con presencia de lluvia moderada, obteniendo como resultado la captación de 3 litros de agua en aproximadamente en $\frac{1}{2}$ hora. Los resultados obtenidos fueron aceptables para la primera prueba realizada con el atrapaniebla tradicional modificado.



Figura 11. Agua captada durante la prueba del diseño.

2. Conclusiones

A partir de las investigaciones realizadas, pueden desprenderse varias conclusiones presentadas a continuación:

Bajo la tecnología actual a la que se está sometiendo el atrapaniebla, el volumen de agua captable es suficiente para varias aplicaciones prácticas ya que se está contemplando tanto el agua generada por neblina como el de lluvia, acelerados por medio de esta misma tecnología.

Este proyecto se está considerando a gran escala, porque suele poseer beneficios de economía y con esto ser un proyecto económicamente viable sin afectar al ecosistema. Además de tener un sistema automático de activación que le permitirá un fácil uso al usuario, este permitirá que la zona localizada en la parte nororiental de Puebla abastezca de agua para el uso doméstico o agrícola sin tener que usar el agua potable, haciendo que las comunidades puedan abastecer de agua gracias a sus condiciones climáticas que los benefician.

Referencias

- [1] D-Roboics UK. “DHT11 Humidity & Temperature Sensor”, www.droboticsonline.com. 9 págs., 30 de julio del 2010.
- [2] Pomares J. “Manual de Arduino”, Grupo de Innovación Educativa en Automática, 9 págs., 2009
- [3] Salvador Escoda S.A. “Manual práctico de ventilación”, S&P, 2^{da} Edición, 137 págs.
- [4] Morris M. “Lógica digital y diseño de computadores”, Prentice Hall, 240 págs.

Cap.8 Desarrollo de un Sistema de Inyección de Partículas en Polvo Fino para Visualización de Flujo en Contenedores a Altas Temperaturas

Aguila Rodríguez Milan, Bedolla Hernández Marcos, Ortega Vivas Cesar Adolfo ⁽¹⁾,
Bedolla Hernández Jorge, Hernández Corona Francisco

Instituto Tecnológico de Apizaco, Av. Instituto Tecnológico s/n, Apizaco, Tlaxcala, México

⁽¹⁾mabe TyP, Av. 5 de Febrero Acceso B #406, Parque Ind. Júrica, Querétaro, México

Correo electrónico para contacto: aguila_rdgz@hotmail.com

Resumen

En el presente artículo se expone el desarrollo de un sistema de inyección de partículas de una mezcla de aire y polvos finos. La finalidad del dispositivo es la visualización de flujo de calor en contenedores a altas temperaturas, utilizando para ello la inyección a alta presión de partículas de TiO_2 en el interior del contenedor cuando este opera a una temperatura de 246 °C. La visualización del campo de movimiento del flujo en el interior del contenedor se realizó por medio del sistema PIV (velocimetría por imágenes de partículas). El sistema desarrollado fue diseñado para trabajar en ambientes de convección natural a bajas velocidades de flujo comprendidas en rangos de 0.3 m/s a 2 m/s, valores determinados mediante simulación numérica-computacional utilizando un modelo desarrollado y analizado mediante CFD. De forma análoga se verificó el comportamiento del sistema propuesto usando el software comercial ANSYS como paso previo al ensamble del prototipo. Las pruebas experimentales se realizaron con partículas de polvos finos de TiO_2 , las cuales fueron consideradas debido a las propiedades térmicas que poseen; las cuales presentaron una distribución uniforme dentro del contenedor durante las pruebas, facilitando un funcionamiento estable del sistema propuesto. Situación reflejada en la toma de imágenes con el equipo PIV donde se observa que el movimiento del flujo tiende a ir hacia las zonas más frías dentro del contenedor.

Palabras clave: Inyección de polvos finos, movimiento de flujo, sistema PIV

1. Introducción

Durante la última década las técnicas para la visualización de flujo han experimentado un rápido aumento en la aplicación de investigaciones diagnósticas no intrusivas en campos complejos de flujo [1]. Métodos como Velocimetría de Imágenes de Partículas (PIV por sus siglas en inglés) o Anemometría Laser Doppler (LDA) han sido desarrollados para la visualización de flujos. Estos métodos se basan en la dispersión de partículas suspendidas en el flujo para proporcionar la información de velocidad para el medio continuo (líquido o gas) [2]. La precisión de la determinación del campo de velocidad está finalmente limitada por la capacidad de las partículas de dispersión para seguir el movimiento instantáneo de la fase continua; por lo cual, es necesario establecer una relación entre el tamaño de la partícula, una disminución del tamaño favorece el seguimiento mientras que un aumento mejora la dispersión de la luz [1] [2].

Con el avance de las computadoras los métodos mencionados anteriormente han evolucionado, llegando a establecerse sistemas digitales realmente funcionales e importantes [3], en la actualidad los componentes principales de esta clase de sistemas son: 1) Cámara de alta resolución, 2) Fuente de luz láser para iluminar el medio, 3) Procesamiento digital de imágenes y 4) sistema de inyección de partículas [4]. Para estos sistemas el principio de operación consiste en iluminar el plano sobre el cual

se desea medir con un haz de luz láser, e inyectar un campo de partículas de igual densidad al fluido, ocasionando que la luz se refleje sobre ellas. Mediante la cámara se toman pares de imágenes de la región de interés; las cuales son procesadas posteriormente mediante software para determinar la dirección y velocidad del flujo [5]. En la actualidad existen sistemas para inyectar partículas, dispositivos como los sembradores tipo Laskin, de ciclón, de cepillo rotatorio y cama fluidizado son empleados con mayor frecuencia [2] [6]. Son principalmente aplicados a mediciones de velocidades de flujo en túneles de viento, sin embargo una desventaja que presentan son las altas velocidades de trabajo en rangos de 100 m/s o superior [7]. Cada uno de los componentes de los sistemas de visualización aportan un grado de exactitud durante las mediciones, sin embargo para obtener mediciones precisas, la inyección de partículas trazadoras en el medio se vuelve un compromiso crucial y que debe de ser altamente considerado para lograr mediciones viables al momento de realizar los análisis [8].

Por lo anterior, en el caso del trabajo reportado, se desarrolló un sistema de inyección de partículas en polvos finos, capaz de trabajar con velocidades de flujo en el orden de 0.2 m/s a 2 m/s en ambientes de convección natural para visualizar de manera correcta el flujo dentro de contenedores operando a temperaturas entre 246 y 260 °C.

2. Materiales y métodos

En el desarrollo del sistema de inyección de polvos finos para la visualización de flujos fue realizado en tres etapas: 1) conceptualización, análisis y desarrollo de las partes del sistema mediante software, 2) construcción del prototipo y 3) pruebas de funcionamiento y validación del sistema desarrollado.

La primera etapa consistió en realizar el modelado del sistema propuesto mediante el software de CAD *Creo Parametric*®; se elaboraron los modelos sólidos de la caja contenedora de los polvos finos la cual es de forma cuadrada, el elemento flexible de conexión y un tercer elemento de forma cuadrada que corresponde a la salida del sistema. Posterior a la elaboración de los modelos sólidos se procedió al ensamble del sistema dentro del módulo *Assembling* del software mencionado; en primera instancia se acoplo la caja contenedora al elemento flexible redondo mediante relaciones de concetricidad y coincidencia, en seguida en el otro extremo se le realizó el barreno donde se colocó el ventilador, finalmente la salida fue conectada al ensamble por las relaciones de posición mencionadas anteriormente. Una vez terminado el ensamble, el diseño se exporto al software ANSYS® para realizar el análisis del comportamiento de flujo y observar la velocidad de salida, esto se realizó mediante dinámica computacional de fluidos (CFD). Las condiciones de frontera utilizadas para el análisis fueron 3100 rpm en la velocidad de giro del ventilador y 30 CFM de flujo volumétrico; los detalles del ensamble y condiciones de análisis se muestran en la figura 1.

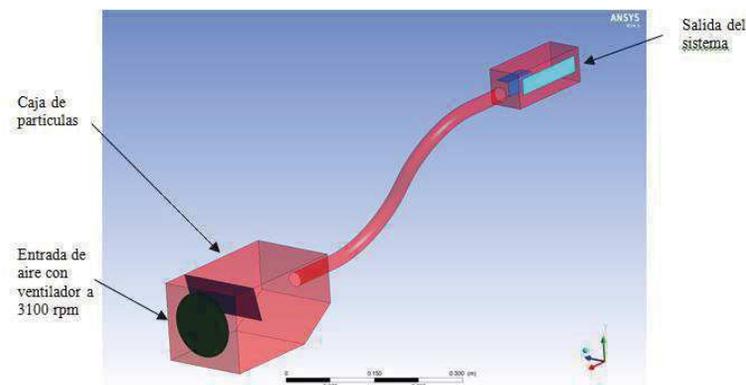


Figura 1. Sistema propuesto y condiciones de análisis.

Posterior al análisis, y a partir del modelo desarrollado, se elaboraron los modelos virtuales individuales de los componentes que integran el sistema, con la finalidad de proceder a su manufactura. Para ello se empleó el módulo *sheetmetal* del software *Creo Parametric*®, con el cual se realizaron los diseños de cada pieza. Las especificaciones para la elaboración de los componentes fueron los siguientes.

2.1 Especificaciones de diseño

Las partes de la caja contenedora de polvos finos consta de dos piezas: una base fabricada de lámina en forma de “U” y una tapa cuadrada que cierra completamente la caja, estas partes fueron diseñadas con lamina de espesor de 0.03 pulgadas. La base para montaje donde fueron colocadas las piezas que constituyen el sistemas fue diseñada con lámina de espesor de 0.045 pulgadas. La figura 2 muestra las piezas diseñadas.

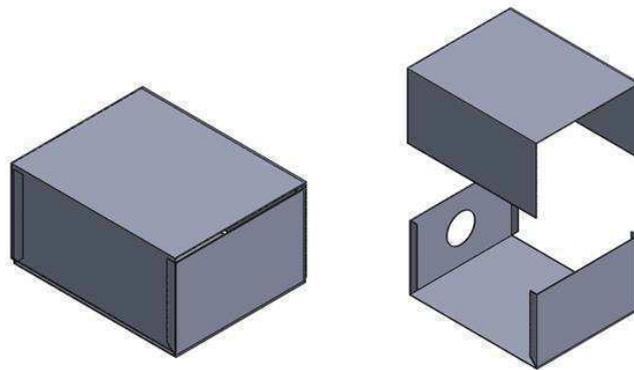


Figura 2. Caja contenedora de los polvos finos desarrollada en el módulo Sheetmetal ensamblada y vista explosionada.

Una vez ensamblado el diseño se verifico para asegurar que no exista interferencia entre componentes que puedan dificultar su armado y construcción como se muestra en la figura 3, donde se observa el sistema ensamblado dentro del software.

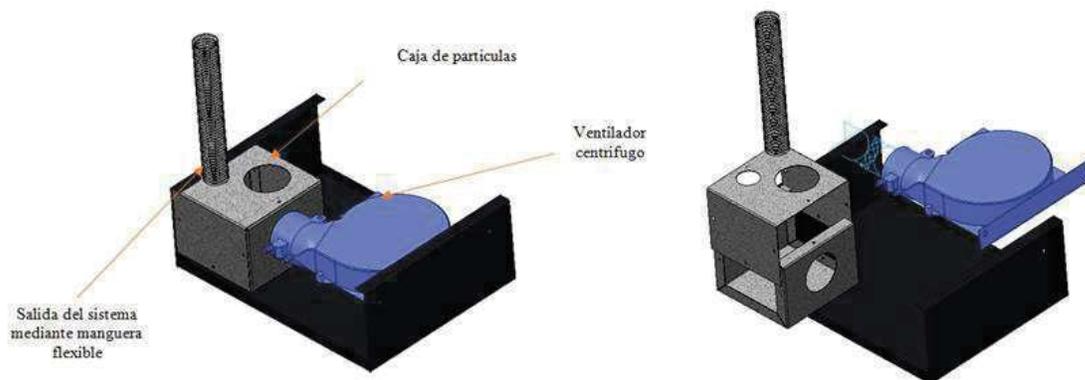


Figura 3. Sistema de inyección de polvos finos ensamblado dentro del software con sus principales componentes.

Por último, las piezas se exportaron al módulo de *Drawing* de *Creo Parametric*® para realizar los planos de cada componente y su posterior armado del sistema.

Para la construcción del prototipo, etapa dos del proyecto, las partes fueron manufacturadas por procesos de corte y doblado empleando lámina galvanizada con los espesores mencionados anteriormente. El armado de la caja contenedora de polvos finos fue a base de sujeción mediante tornillos de 1/8 de pulgada, mientras que el método de acoplamiento del ventilador a la caja fue a presión, la salida del sistema fue a través de una manguera flexible de 1 pulgada de diámetro con una longitud de 16 pulgadas situada en la parte superior de la caja de polvos finos. Después el sistema fue sellado para evitar pérdidas de flujo de aire y se montó sobre la base metálica como se observa en la figura 4.



Figura 4. Sistema de inyección de polvos finos armado.

Para la tercera etapa, una vez finalizada la construcción del prototipo, se realizaron pruebas de funcionamiento del sistema; las cuales fueron 1) de funcionamiento, es decir que las partículas sean expulsadas de manera uniforme y 2) de visualización para observar el flujo de calor en el interior del contenedor.

Para realizar las pruebas de funcionamiento, las partículas en forma de polvos finos fueron depositadas en la caja contenedora, se encendió el dispositivo y se verificó de manera visual la expulsión de partículas hacia el interior del contenedor; para las pruebas de visualización primero se instrumentó el contenedor a ser analizado, colocando en la parte frontal del contenedor un vidrio templado para resistir la temperatura del interior y fue sellado para evitar fugas, este tiene la función de permitir a la cámara de alta resolución captar las imágenes del movimiento del flujo de calor interno, de igual manera, a un costado se realizó un corte por todo hasta llegar a la cavidad y se colocó otro vidrio templado de la misma manera que el anterior, por este lado el haz de luz láser es introducido para iluminar el ambiente dentro del contenedor que contiene las partículas inyectadas en forma de polvos finos que siguen el flujo de calor interno. Posteriormente, se encendió el quemador del contenedor y se estableció a una temperatura de 246 °C durante un lapso de tiempo de una hora, el combustible utilizado es gas natural. Después de transcurrido el tiempo de calentamiento y estabilización de la temperatura dentro del contenedor, se procedió a la captura de las imágenes del flujo en movimiento, esto se realizó mediante el equipo PIV colocado en la posición de acuerdo a la figura 5.

A continuación se realizó la inyección de los polvos finos por debajo del contenedor, a un lado de donde está localizado el quemador y se tomaron las imágenes del flujo en movimiento.



Figura 5. Disposición del equipo PIV para toma de imágenes

Para el control de la velocidad del ventilador se empleó un circuito de control, el cual consta de un dispositivo de potencia SCR que permite variar su ángulo de disparo mediante una resistencia variable, de esta manera se hace una variación del voltaje entregado en el ventilador y por lo tanto se obtiene una regulación de la velocidad. El sistema se activa de manera manual mediante el botón pulsador normalmente abierto de encendido del ventilador.

Una vez concluidas las etapas de desarrollo del prototipo y las pruebas de funcionamiento se analizaron los resultados obtenidos para el comportamiento del flujo en el interior del contenedor.

3. Resultados

A partir de la simulación desarrollada, con los modelos CAD elaborados, se observó el comportamiento del flujo de aire dentro del sistema y las velocidades que se tienen a la salida, los resultados muestran una velocidad de salida en rangos de 0 a 4 m/s, lo que indica que es viable de implementar como inyector de partículas, tomando como base los datos de simulaciones previas realizadas [9], las cuales indican, que la velocidad máxima del flujo en el interior del contenedor es de 2 m/s por lo tanto la velocidad de inyección de las partículas en forma de polvos finos debería ser de igual magnitud o menor, al introducirlas con una velocidad superior a la establecida existe una distorsión del flujo y esto trae como consecuencia mediciones erróneas de la velocidad, la salida del sistema se diseñó para realizar un efecto similar al de un tubo de Venturi, lo que se busca es disminuir la velocidad de la salida con el aumento del diámetro, en este caso, la salida es similar a un ducto con un diámetro más grande que el de la manguera de salida, esta configuración se analizó de dos maneras: con un deflector interno y sin este, como se muestra en la figura 6, del lado izquierdo de la figura, la salida sin el deflector interno muestra rangos de velocidad de 0 a 2.5 m/s, un rango de velocidad factible sin embargo los vectores de velocidad muestran un sentido contrario, es decir en lugar de salir el flujo, este entra nuevamente haciendo un efecto de succión, mientras que en la imagen de la derecha se observa la salida del sistema con el deflector interno, los rangos de velocidades son iguales que el anterior, sin embargo en esta configuración el flujo se observó de manera más uniforme que el anterior, hacia una sola dirección y sin una tendencia a crear turbulencias debido al choque y direccionamiento del flujo de aire con las paredes del deflector.

Los resultados muestran que la configuración de la salida del sistema con la adición del deflector interno presenta un mejor comportamiento del flujo, esto por causa de producir una distribución más uniforme del flujo de aire y en una sola dirección.

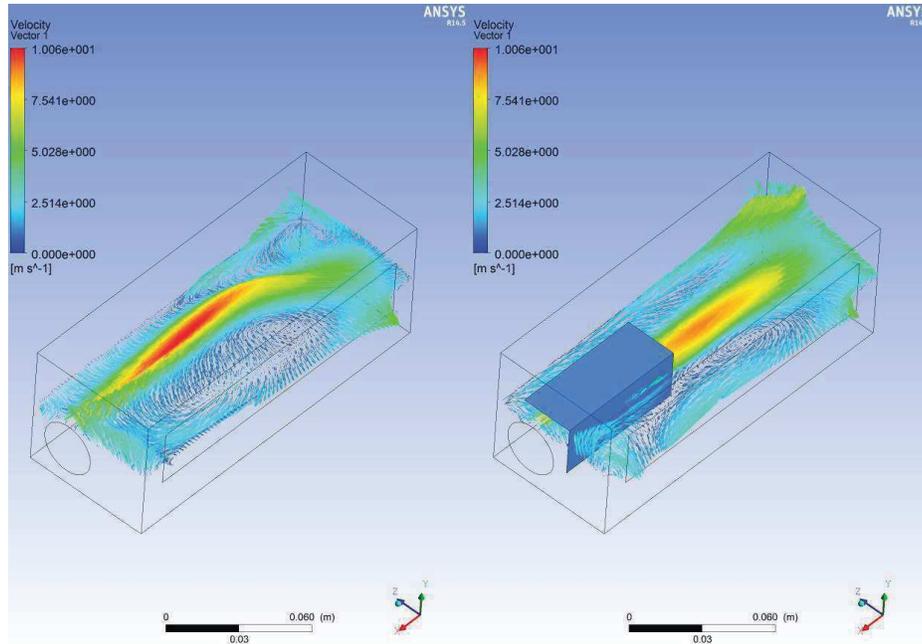


Figura 6. Velocidades de salida del sistema, sin deflector interno (izquierda) y con un deflector interno a modo de frenar un poco el flujo.

De forma análoga se realizó un análisis del interior de la caja que contiene los polvos finos para observar el comportamiento interno del flujo de aire mediante líneas de trayectoria. A partir de los resultados de las simulaciones, se observó que los polvos finos no son arrastrados hacia el exterior del sistema por medio del flujo de aire que genera del ventilador, debido a que el flujo desarrollado no llega al fondo de la caja, ocasionando que los polvos queden depositados; por lo tanto, se direcciono el flujo hacia abajo por medio de un deflector interno como se muestra en la figura 7, con esta condición plantada, el flujo de aire es desvaído y llevado hacia el piso donde se encuentran las partículas en polvos finos, de esta manera se obtuvo un buen arrastre de los polvos hacia el exterior para finalmente ser depositados donde se desea medir.

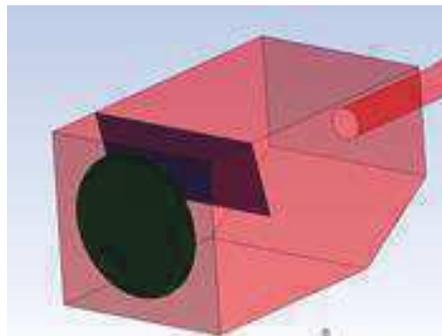


Figura 7. Posición del deflector interno.

A partir de los resultados de las simulaciones se construyó el sistema y se realizaron una serie de pruebas de funcionamiento; para las cuales, una consideración importante fue la selección del tipo de partículas en polvo fino a emplear, condiciones como resistencia a alta temperatura, baja densidad

y el tamaño [4] se tomaron en cuenta para su elección; el contenedor trabaja mediante convección natural y debido al aumento de temperatura en el interior de este, la densidad del aire tiende a decrecer lo que dificulta la elección de las partículas, el tamaño de estas se definió mediante la siguiente ecuación [10].

$$\frac{F_D}{F_I} \gg 1 \quad \therefore \quad \frac{u \cdot v \cdot \rho_f}{\rho_p \cdot a \cdot D^2} \gg 1 \quad (1)$$

Donde u es la viscosidad cinemática del fluido, v es la velocidad de la partícula, ρ_f es la densidad del fluido, ρ_p es la densidad de la partícula, a es la aceleración y D su diámetro de la partícula. La ecuación establece que las partículas pueden seguir fielmente el flujo al que van inmersas siempre y cuando la fuerza del fluido F_D sea mayor a la inercia que presenta la misma partícula (F_I).

En base a las consideraciones anteriores y mediante la ecuación 1 se establecen tres tipos de partículas en polvos finos. Sus características se muestran en la tabla 1

Tabla 1. Partículas consideradas para inyectarlas en ambientes a altas temperaturas

	Óxidos de titanio TiO ₂	Óxidos de silicio SiO ₂	Óxidos de aluminio AlO ₂
Densidad	4.23 g/cm ³	2.65 g/cm ³	3.95 g/cm ³
Color	Blanco	Blanco	Blanco
Tamaño	100 nm	180 nm	165 nm
Forma	Semi-esférica	Semi-esférica	Semi-esférica

De los tres tipos de polvos finos considerados se eligió al TiO₂, esto a causa de tener un tiempo de respuesta más corto respecto a la velocidad de flujo en comparación con los otros [11] y una tendencia a no aglomerarse en el interior de la caja contenedora de las partículas, situación que sucede con los óxidos de silicio repercutiendo en una baja inyección de estos dentro del contenedor. Respecto a los AlO₂, estos tienden a degradarse cuando son introducidos en el contenedor.

Aunado a lo anterior el TiO₂ posee una mayor densidad y por ende el tamaño es más pequeño, estos muestran un buen comportamiento como partículas trazadoras dentro del flujo analizado.

Con base a las partículas seleccionadas se decidió implementar un sistema de control de velocidad del ventilador para disminuir la velocidad que se tiene a la salida y obtener valores de 2 m/s o inferiores.

Durante el proceso de inyección de los polvos finos es necesario un flujo continuo de la mezcla de aire y partículas de TiO₂; sin embargo, se observó que si la velocidad es menor de 1 m/s, el arrastre de las partículas era nulo y por consiguiente la visualización del flujo era deficiente. Para contrarrestar esto se implementó al circuito de regulación de velocidad del ventilador, mediante un botón pulsador normalmente abierto entre la entrada de voltaje y el control permitiendo la activación manual del sistema, logrando inyectar las partículas por periodos intermitentes y no de forma continua. Con ellos se logró que las partículas entren al interior del contenedor con una velocidad relativamente alta por un corto periodo de tiempo, lo que repercute en una rápida desaceleración, de este modo cuando las partículas llegaban a la zona de estudio, el flujo analizado no presenta distorsiones. El arreglo completo se muestra en la figura 8.

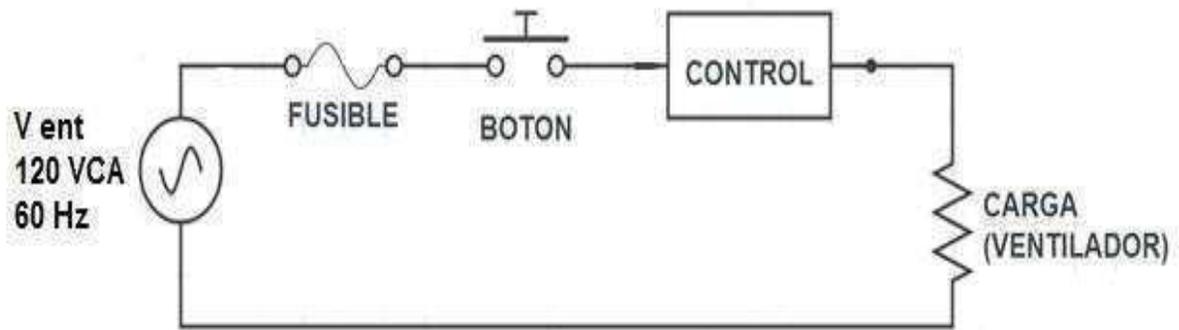


Figura 8. Circuito de control del sistema.

El sistema final completamente armado se muestra en la figura 9 y 10.



Figura 9. Sistema de inyección completo.



Figura 10. Vista frontal del sistema desarrollado con sus conexiones correspondientes.

Se llevaron a cabo una serie de pruebas para verificar el correcto funcionamiento del dispositivo, con el equipo PIV colocado en posición como se muestra en la figura 11 para que se tomaran las imágenes del flujo en movimiento dentro del contenedor. Para obtener buenas visualizaciones con el equipo es necesario que el láser pueda proveer un potente haz de luz, el láser trabaja en rangos de 0 a 5 V en corriente directa (cd), es por ello que se ajustó a su máximo valor de 5 V con el que se obtuvieron las imágenes, el tiempo de duración de las pruebas fue de 1 minuto, desde que se realiza la inyección de partículas en polvos finos dentro del contenedor hasta que estos llegan a la zona de visualización y se distribuyen en toda la cavidad



Figura 11. Colocación del equipo PIV para la adquisición de imágenes.

Las imágenes obtenidas mediante el equipo PIV muestran que el flujo tiende a moverse de las zonas más calientes hacia las más frías en el interior de la cavidad del contenedor, es decir el flujo sale por las ranuras situadas en el piso de la cavidad y se direcciona hacia arriba por los laterales, al llegar al techo, este baja hacia el centro formando vórtices como se muestra en la figura 12 a) y 12 b) ,

esta situación se observó cuando la cámara está localizada en el frente del contenedor y el láser ilumina por el lateral.

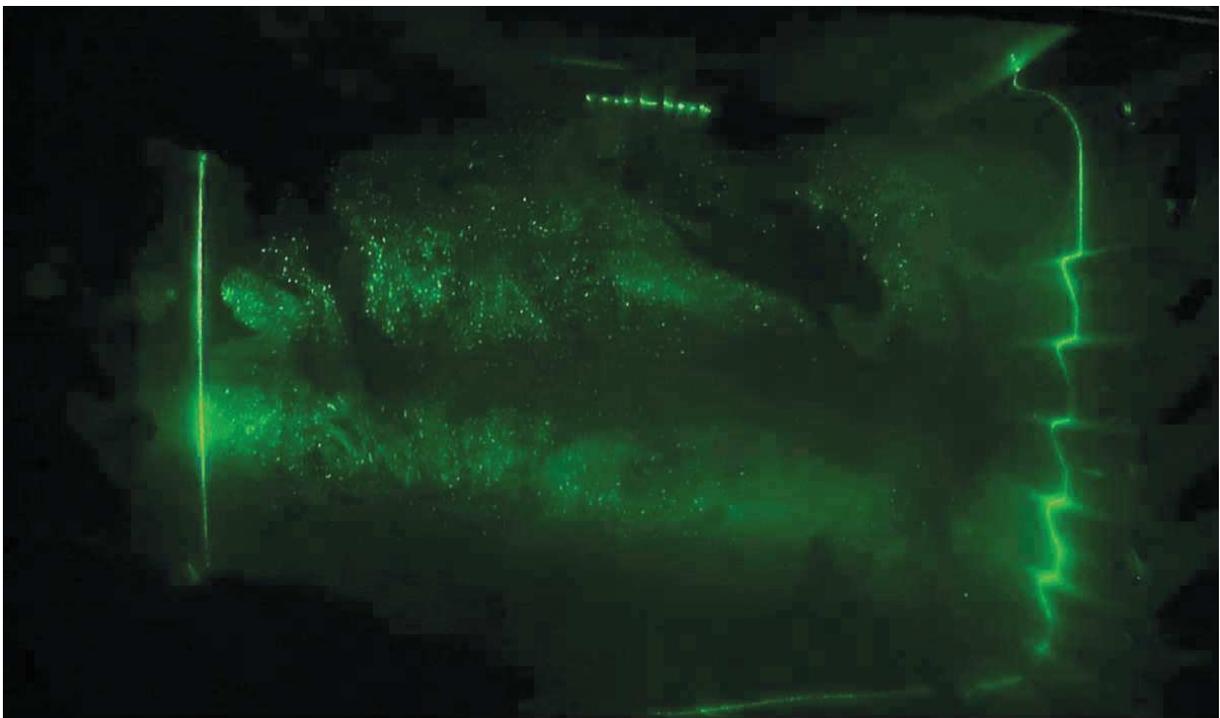
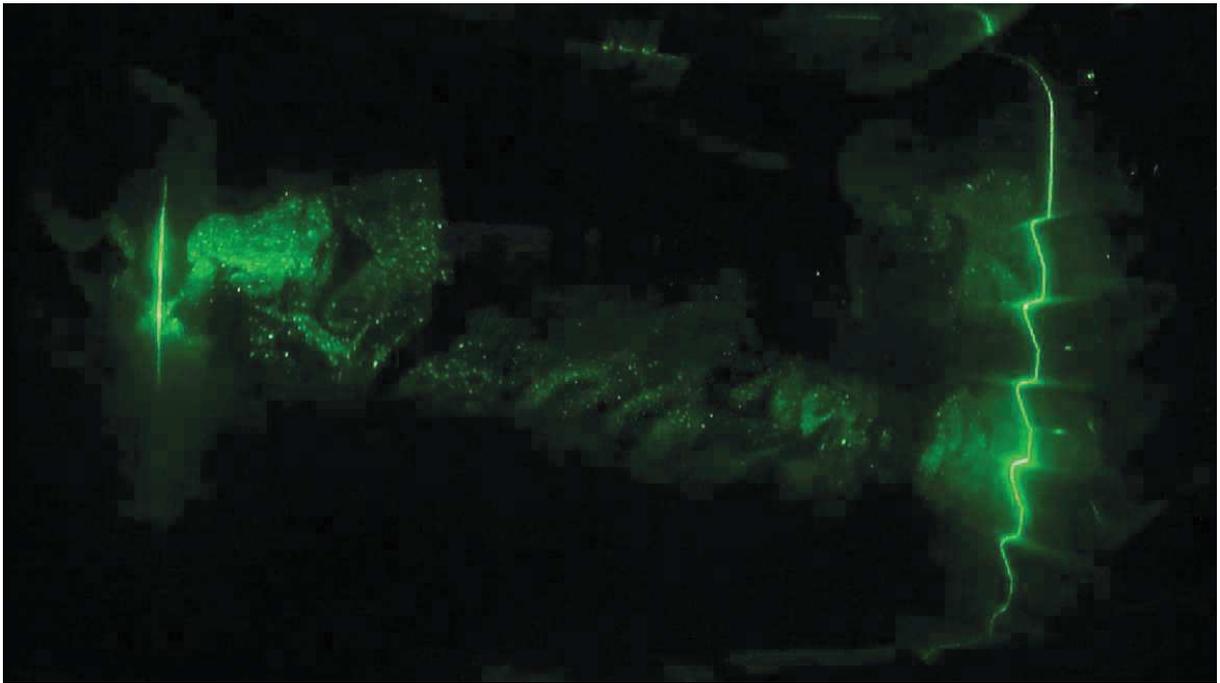


Figura 12. a) Visualización del flujo del contenedor visto de frente, se ve el flujo saliendo por las ranuras del piso del contenedor (arriba) y b) se observa cuando comienza a saturarse la cavidad del contenedor de partículas de TiO_2 (abajo)

Para la obtención de las imágenes, la cámara se colocó a un costado del contenedor y un haz de luz láser se hizo incidir por el frente donde está localizada la puerta; como resultado de esto se observó que el flujo de aire caliente sube desde el piso, mostrando una tendencia de movimiento desde la parte trasera del contenedor hacia el frente. Se observó también durante el movimiento del flujo la formación de vórtices como se muestra en la figura 13.

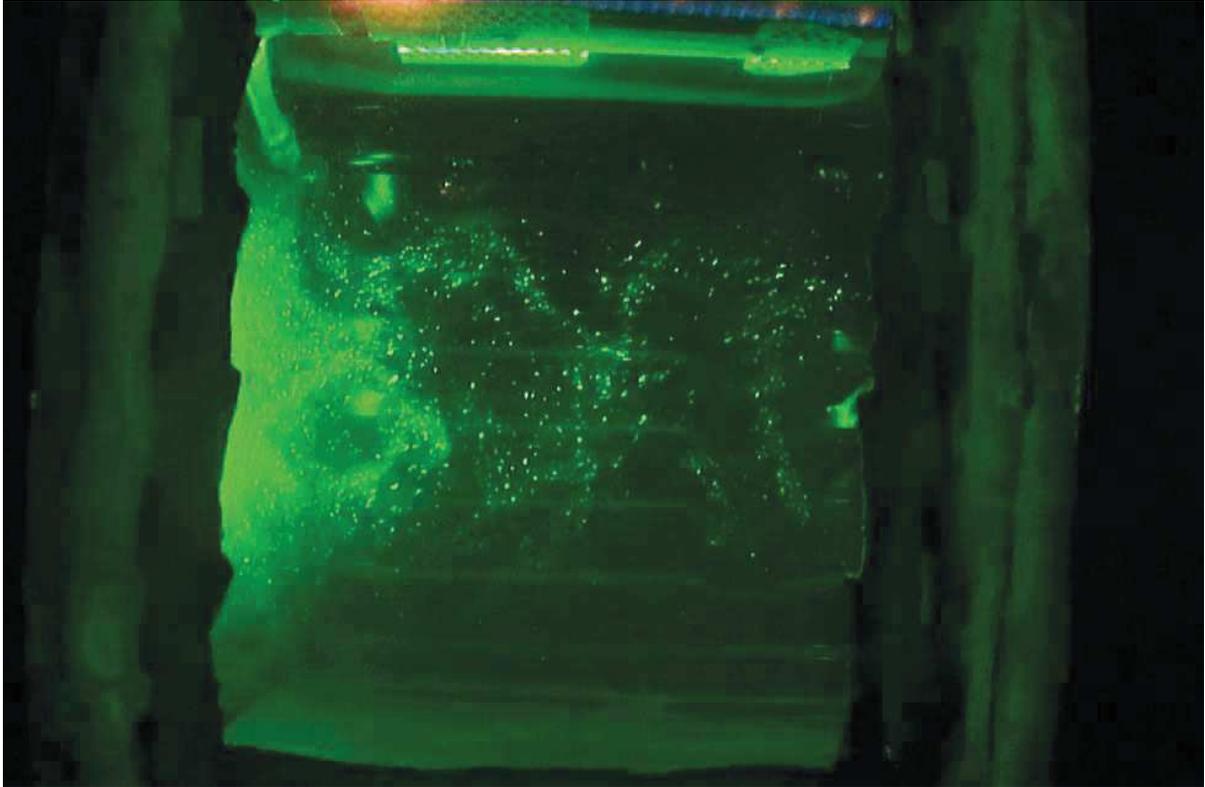


Figura 13. Flujo interno visto desde el lateral en movimiento.

El movimiento generado demuestra que se obtiene una distribución uniforme de flujo dentro del contenedor con lo cual se concluye que la distribución de las partículas en el interior será uniforme en un lapso de tiempo de 17 segundos aproximadamente. En el caso de los vórtices encontrados, estos podrían atribuirse a la geometría del contenedor; lo cual será evaluado con modificaciones futuras de esta.

4. Conclusiones

El equipo desarrollado muestra un buen comportamiento en la inyección de partículas en forma de polvos finos ante ambientes de convección natural, lo cual se atribuye a que la inyección de partículas no excede la velocidad de 2 m/s al momento de que estas se incorporan, logrando una distribución uniforme dentro del contenedor y sin distorsiones del flujo.

Después del proceso iterativo de diseño del sistema se encontró que para evitar una distorsión del flujo estudiado, la geometría necesaria de la salida del sistema desarrollado presenta una forma rectangular y un deflector interno con una inclinación de 7 grados.

Se encontró que el tamaño promedio de partículas de TiO_2 , para la visualización de flujo dentro de contenedores trabajando en ambientes de convección natural y un rango de velocidad de inyección de 1 a 2 m/s, es de 100 nm.

Las visualizaciones de flujo obtenidas, sirven para corroborar el comportamiento de flujo de calor dentro de los contenedores operando en un rango de temperaturas de 246 a 260 °C, ya que solo se había observado esa condición mediante análisis térmicos de software CAE, corroborando que el flujo tiende a moverse de las zonas frías hacia las de mayor temperatura.

En trabajos futuros el sistema desarrollado puede ser viable de implementar no solo en ambientes de altas temperaturas, si bien es cierto que fue desarrollado específicamente para cumplir con esta condición, también a bajas temperaturas puede ser trabajado mediante la elección adecuada de las partículas a inyectar, ya que cada ambiente de trabajo muestra condiciones físicas distintas.

Referencias

- [1] S. T. Wereley y C. D. Meinhart. "Recent advances in micro-particle image velocimetry." *Annu. Rev. Fluid Mech*, vol. 42, pp. 557–76, sep. 2010.
- [2] A. Melling. "Tracer particles and seeding for particle image velocimetry." *Meas. Sci. Technol*, vol. 8, pp. 1406–1416, 1997.
- [3] J. D. Martínez y F. J. González. "Velocimetría de imágenes de partículas basado en imágenes digitales," [online]. Mexico: Instituto de Investigación en Comunicación Óptica. Disponible en: <https://www.cenam.mx/memsimp06/Trabajos%20Aceptados%20para%20CD/Posters/P-15.pdf>
- [4] X. Cao, J. Liu, N. Jiang y Q. Chen. "Particle image velocimetry measurement of indoor airflow field: A review of the technologies and applications." *Energy and Buildings*, vol. 69, pp. 367-380, 2014.
- [5] O. Duran. "Introducción a la técnica P.I.V. para la medición de flujo." 2015. Disponible en: <http://www.redicces.org.sv/jspui/bitstream/10972/2124/1/2.%20Introduccion%20a%20la%20tecnica%20piv%20para%20la%20mediacion%20de%20flujo.pdf>.
- [6] S. Gallarini. "Design and commissioning of a Laser Doppler Velocimetry seeding system for non-ideal fluid flows." Tesis de maestría en ciencias. Departamento de ingeniería, Politécnico de Milano. 2015.
- [7] M. B. Frish y V. G. Pierce. "High temperature LDV seed particle development." Physical Sciences, Inc. Andover, Massachusetts. 1989.
- [8] G. N. Hernández. "Adquisición, almacenamiento y procesamiento de imágenes obtenidas con un sistema velocimetría por imágenes de partículas de dimensiones reducidas para el estudio de la convección natural en cilindros pequeños." Tesis de maestría en ingeniería, Centro de ciencias aplicadas y desarrollo tecnológico, UNAM, 2012.
- [9] Resultados de simulaciones termicas. mabe TyP. 2016
- [10] A. P. García. "Estudio de las inestabilidades de combustión en un quemador estabilizado por giro mediante velocimetría por imagen de partículas (piv)." Proyecto de fin de carrera. Departamento de ingeniería técnica y de fluidos, Universidad carlos III de Madrid, 2010.
- [11] C. Fang, L. Hong, Y. Zifeng y H. Hui. "Tracking characteristics of tracer particles for PIV measurements in supersonic flows." [online] *Chin J Aeronaut*, 2017. Disponible en: <http://dx.doi.org/10.1016/j.cja.2016.12.033>

Cap.9 Control Directo de Par de un Motor de Inducción Trifásico con Aplicación a Vehículos Eléctricos

Beltrán Escobar Alberto Miguel¹, Rumbo Morales Jesse Yoe¹,
Sánchez Jara Alfredor², Iván Alcalá Barojas¹, Enrique Contreras Calderón¹

¹Universidad Tecnológica Emiliano Zapata del Estado de Morelos
Avenida universidad Tecnológica No. 1, Col. Palo Escrito, Emiliano Zapata, Morelos
C.P. 62760 México, miguelbeltran@utez.edu.mx

Teléfono: (01) 777 3 11 65 18 ext. 308

² Instituto Tecnológico Superior de Poza Rica
Calle Luis Donaldo Colosio Murrieta S/N, Arroyo del Maíz,
93230 Poza Rica, Ver.

Teléfono: 01 782 821 6901

Resumen

En este artículo se presenta el análisis y los resultados obtenidos en simulación del el control de velocidad de un motor de inducción trifásico de 15 hp de potencia nominal mediante la técnica de Control Directo de Par (DTC). El propósito de este estudio es la aplicación de este control de velocidad en vehículos eléctricos. En las simulaciones se consideran los modelos matemáticos del inversor y del motor así como el controlador que realiza el DTC (observadores, controladores de histéresis y tabla de conmutación). Se presentan las gráficas obtenidas de la simulación de la operación del sistema en lazo abierto, y también el comportamiento del sistema en lazo cerrado.

Palabras clave: Inversor, Modelo, Vehículo Eléctrico, observador, DTC.

1. Introducción

El daño al ecosistema mundial producido por la emisiones provocadas por la quema de hidrocarburos y a la crisis energética debido al agotamiento de los combustibles fósiles han motivado, en los últimos años, que se busquen formas alternativas para que en la industria, en los hogares y en los medios de transporte las máquinas y sistemas obtengan la energía que necesitan sin emitir gases y humos contaminantes.

Se calcula que cerca del 30% de las emisiones contaminantes son producidas por los automóviles propulsados por motores de combustión interna y se ha encontrado que los vehículos eléctricos representan una alternativa viable para la solución de este problema.

Este tipo de vehículos consisten, principalmente, en un sistema de tracción actuado por un motor eléctrico el cual obtiene la energía que necesita a través de baterías. De lo anterior se deriva la necesidad de convertidores electrónicos y de un controlador para acondicionar los niveles de potencia y las características eléctricas de las señales que se envían al motor.

Para la realización de este trabajo se considera un motor trifásico de inducción tipo jaula de ardilla con las siguientes características:

- Potencia nominal: 15 hp

- Voltaje nominal de línea: 230 volts
- Corriente nominal: 17 amp.
- Velocidad nominal: 1800 rpm

El objetivo de este trabajo se centra en el control de velocidad del motor de inducción mediante la técnica de **Control Directo de Par** o **DTC** por su acrónimo en inglés **Direct Torque Control**.

En la figura 1 se muestra el esquema completo del sistema del vehículo eléctrico.

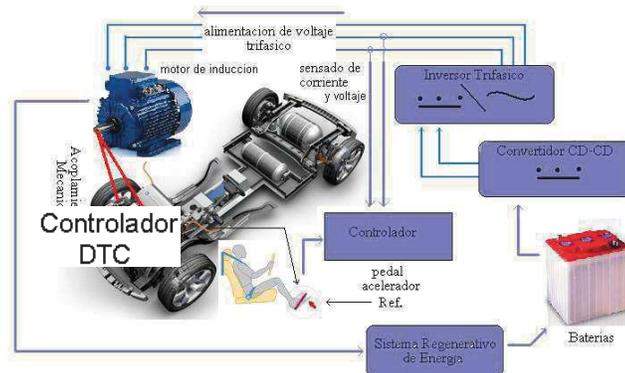


Figura1.- Esquema del vehículo eléctrico.

Las principales ventajas que presenta el DTC, en comparación con otros tipos de control de velocidad en motores de inducción como son el Control por Campo Orientado (FOC) y los métodos de control escalares (volts-Hz), son las siguientes:

- El control de velocidad puede realizarse dentro de un rango de variación más amplio.
- No es necesario la transformación de coordenadas para el diseño del controlador, éstas solo se utilizan en los observadores de par y flujo. Por lo tanto el modelo del controlador es más simple y requiere menos tiempo de procesamiento.
- Es un control de tipo sensorless, es decir no se necesita un sensor de velocidad, únicamente los sensores para la medición de corrientes y voltajes en el estator del motor.

I. Características del Control Directo de Par

Esta técnica de control consiste en el control del par electromagnético y de esta manera de la velocidad desarrollada en el rotor; las partes principales en el esquema del DTC se muestran numeradas en la figura 2 y el funcionamiento es el siguiente: se miden las corrientes y los voltajes en el estator (1), después estas señales son procesadas y enviadas a un algoritmo que estima la magnitud del vector de flujo magnético en el estator, la posición del vector y el par electromagnético (2).

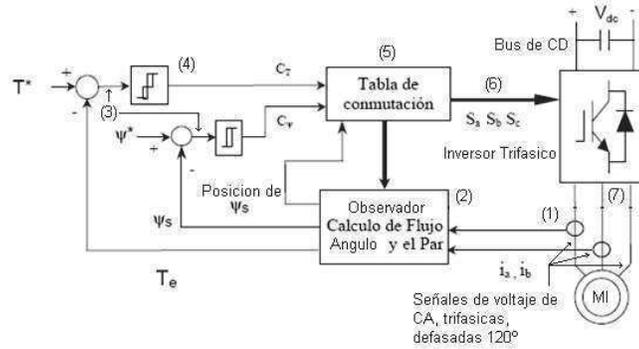


Figura 2.- Diagrama a bloques del DTC.

Una vez estimados los valores de flujo y par (ψ_s, T_e) se compararan con las referencias (ψ^*, T^*) y de esta manera se generan los errores de par y de flujo (3), estos errores se procesaran con los controladores de histéresis (4) y después se obtienen señales de tipo discreto (C_T, C_ψ) según la magnitud del error. La siguiente etapa consiste en la selección de los estados óptimos de conmutación en el inversor trifásico, esto se realiza mediante una tabla de estados previamente programada (5), lo que se obtenga de la tabla de estados serán las señales de control (S_a, S_b, S_c) que recibe el inversor (6).

El inversor se encarga de convertir la corriente directa (CD) en tres señales de corriente alterna (CA) con un desfase de 120° entre ellas con amplitud constante y frecuencia constante o variable, según lo requiera el control.

Las señales de CA que salen del inversor serán los voltajes de alimentación en el estator del motor (7). Dependiendo de la amplitud y la frecuencia de estas señales será el par electromagnético y la velocidad desarrollada por el motor.

En la figura 2 se observan los dos lazos de control, el de Par y el de Flujo, en este caso ψ^* es el flujo magnético de referencia mientras que ψ_s es el flujo magnético estimado, así mismo T^* es el par de referencia y T_e es el Par estimado, C_T y C_ψ son las señales de control que se generan en cada lazo (previamente procesadas por los controladores de histéresis).

Puede observarse que para la estimación del par y el flujo se necesita las corrientes de dos de las fases (i_a, i_b) así como los voltajes de alimentación al estator.

Cabe señalar que la corriente i_c se reconstruye partiendo de las mediciones de las corrientes i_a, i_b por lo que así se evita el uso de un sensor de corriente extra.

2. Construcción de la Tabla de estados óptimos de Conmutación

Para propósitos de simulación es posible construir una tabla de estados óptimos de conmutación para el inversor, la selección de dichos estados depende de las señales que brinden los controladores de histéresis (C_T, C_ψ) .

Esta forma de selección de los estados óptimos de conmutación es un tipo de PWM Vectorial llamada funcionamiento en Six-Step el cual considera seis estados activos en el inversor (es decir estados en donde se transfiere energía al motor) y dos estados nulos en donde no se transfiere energía al motor.

Se parte del hecho de que el inversor entrega 8 posibles valores o vectores de tensión, así se tendrá una salida de voltaje en el inversor constante por secciones, por lo que no se tendrá una señal sinusoidal ideal.

La figura 3 muestra la topología básica de un inversor trifásico así como los sectores y vectores de tensión y su ubicación.

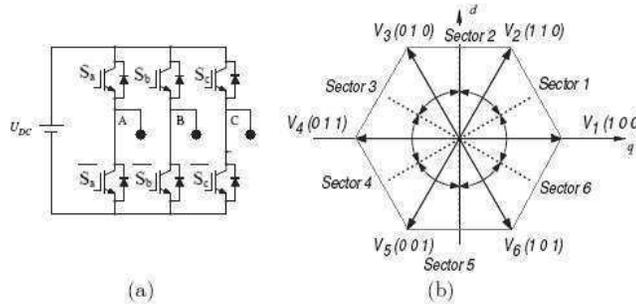


Figura 3.-a) Topología básica de un inversor trifásico. b) Estados de conmutación en el inversor.

En la figura anterior, a cada sector se le conoce también como Sextante. Los vectores de tensión son los que se indican como $(V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6)$, cada uno de estos vectores representa un estado de conmutación para el inversor y por lo tanto un salida de voltaje.

Los vectores se encuentran a 60° cada uno; de manera que la salida de voltaje obtenida de un inversor con esta modulación es una señal de seis escalones por ciclo para los voltajes de fase y una señal cuadrada para los voltajes de línea.

En la figura 3 los estados se muestran como (1 0 0) donde “1” indica que el interruptor está activado y “0” que está inactivo. La tabla que contiene los estados óptimos de conmutación es la que se muestra a continuación.

Tabla 1.- Estados de conmutación óptimos para el inversor

Señal discreta de flujo	Señal discreta de par	1	2	3	4	5	6
$C_\psi = 1$	$C_T = 1$	110	010	011	001	101	100
	$C_T = 0$	111	000	111	000	111	000
	$C_T = -1$	101	100	110	010	011	001
$C_\psi = 0$	$C_T = 1$	010	011	001	101	100	110
	$C_T = 0$	000	111	000	111	000	111
	$C_T = -1$	001	101	100	110	010	011

3. Controladores de Histéresis

El funcionamiento de los controladores de histéresis es simple, de manera que pueden incluirse en el algoritmo del DTC sin mayores dificultades. Las siguientes tablas resumen el funcionamiento de cada uno.

Tabla 2.- Funcionamiento del controlador de histéresis del lazo de flujo.

Condición	Salida del Controlador de histéresis
$\text{Error} \geq H_{\psi P}$	$C_\psi = 1$
$\text{Error} \leq -H_{\psi N}$	$C_\psi = 0$
$ \text{Error} < H_{\psi P}$ $ \text{Error} > -H_{\psi N}$	Mantener C_ψ

Tabla 3.- Funcionamiento del Controlador de Histéresis del lazo de par

Condición	Salida del Controlador de histéresis
Error $\geq H_{TP}$	$C_T = 1$
Error ≤ 0	$C_T = 0$
Otro	Mantener C_T
Error $\leq -H_{TN}$	$C_T = -1$
Error ≥ 0	$C_T = 0$
Otro	Mantener C_T

4. Estudio y Análisis del Motor de Inducción Análisis Dinámico

En este apartado se estudiara el comportamiento dinámico que presenta el motor de inducción mediante una descripción de su modelo matemático. El modelo matemático que se utiliza es el que se muestra a continuación:

$$V_{abc_s} = R_s I_{abc_s} + L_s \frac{d}{dt} I_{abc_s} + I_{abc_s} * \left(\frac{d}{d\theta_r} L_s * \omega_r * n_p \right) \quad (1)$$

$$V_{abc_r} = R_r I_{abc_r} + L_r \frac{d}{dt} I_{abc_r} + I_{abc_r} * \left(\frac{d}{d\theta_r} L_r * \omega_r * n_p \right) \quad (2)$$

Despejando I_{abc_s} de ec. (1) y I_{abc_r} de ec. (2) se tiene

$$\frac{d}{dt} I_{abc_s} = L_s^{-1} * \left(V_{abc_s} - R_s I_{abc_s} - I_{abc_s} * \left(\frac{d}{d\theta_r} L_s * \omega_r * n_p \right) \right) \quad (3)$$

$$\frac{d}{dt} I_{abc_r} = L_r^{-1} * \left(V_{abc_r} - R_r I_{abc_r} - I_{abc_r} * \left(\frac{d}{d\theta_r} L_r * \omega_r * n_p \right) \right) \quad (4)$$

La ec. (3) representa a la dinámica de las corrientes en el estator y la ec. (4) la dinámica de las corrientes en el rotor.

Las ecuaciones (3) y (4) describen el comportamiento de las corrientes en el estator y en el rotor. El comportamiento de los encales de flujo en el estator y en el rotor queda determinado por

$$\frac{d}{dt} \lambda_{abc_s} = V_{abc_s} - R_s I_{abc_s} \quad (5)$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_{abc_r} = V_{abc_r} - R_r I_{abc_r} \quad (6)$$

De las ecuaciones mostradas en (3 y 4) es posible obtener la velocidad del rotor así como la posición de éste. La ecuación dinámica para el par electromagnético en función de las corrientes se define como:

$$T_s = \left(\frac{1}{2} \right) * I_{abc}^T * \frac{d}{d\theta_r} L * I_{abc} \quad (7)$$

Las ecuaciones descritas anteriormente representan a un modelo en coordenadas trifásicas del motor de inducción. En muchos casos se utiliza un modelo en coordenadas qd0 que transforma el sistema trifásico en uno bifásico y no es descrito en este artículo.

En las ecuaciones del modelo se tiene que V_{abc_s} son los voltajes trifásicos de alimentación en el estator, V_{abc_r} son los voltajes en el rotor, I_{abc_s} son las corrientes en el estator, I_{abc_r} son las corrientes en el rotor, $\lambda_{abc_s}, \lambda_{abc_r}$ son los enlaces de flujo en el estator y en el rotor, L_s, L_r es la matriz de inductancias en el estator y en el rotor respectivamente, θ_r, ω_r es la posición y la velocidad mecánica respectivamente.

Modelo Matemático del Inversor: para simular el comportamiento del sistema con el inversor trifásico se utilizó un modelo matemático que obtiene los voltajes de fase en el inversor.

Este modelo opera de la siguiente manera: recibe tres señales de control V_{ag}, V_{bg}, V_{cg} ; en lazo abierto éstas sólo se llamarán señales de control. Para el caso del DTC estas señales serán (S_a, S_b, S_c) los estados óptimos de conmutación que se seleccionan de la tabla 1, en función de estas señales se obtienen los voltajes de fase para las tres fases del motor. El modelo es el siguiente:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_i}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ag} \\ V_{bg} \\ V_{cg} \end{bmatrix}$$

Para observar la dinámica del motor en lazo abierto se presenta este alimentado con una fuente de CA trifásica y balanceada, cuando se añade el inversor se presentan gráficas con una modulación de tipo sinusoidal y otra vectorial six-step. En ambos casos el modelo del inversor es el mismo. Para el DTC el mismo modelo, en este caso V_i es el voltaje en el bus de CD.

5. Análisis Matemático del DTC

Este análisis consiste en mostrar las ecuaciones que permiten que la técnica genere las señales de control y las ecuaciones que se utilizan para estimar las variables necesarias. La magnitud del vector de flujo magnético, el ángulo del vector de flujo y el par electromagnético son las variables que en el DTC se estiman a partir de las mediciones de voltaje y corriente aplicados al estator del motor.

El voltaje de salida del inversor en función de los estados óptimos de conmutación puede expresarse como:

$$\bar{V}_o(S_a, S_b, S_c) = \frac{2}{3} U_{CD} * (S_a + S_b e^{j2\pi/3} + S_c e^{j4\pi/3}) \quad (8)$$

Los enlaces de flujo magnético en estator se definen como:

$$\bar{\lambda}_s = \int (\bar{V}_o - R_s \bar{i}_s) dt \quad (9)$$

Con lo cual al sustituir \bar{V}_o de la ec. (8) en la ec (9) se obtiene al flujo magnético del motor en función del voltaje del inversor.

$$\bar{\lambda}_s = \int \left(\frac{2}{3} U_{CD} * (S_a + S_b e^{j2\pi/3} + S_c e^{j4\pi/3}) - R_s \bar{i}_s \right) dt \quad (10)$$

El par electromagnético queda determinado mediante la siguiente expresión:

$$T_e(\bar{\lambda}_s, \bar{\lambda}_r) = \frac{3}{2} n_p * \frac{M}{L_r} * |\bar{\lambda}_r| |\bar{\lambda}_s| \sin \delta_\psi \quad (11)$$

Para el diseño de los observadores de flujo magnético y de par se utilizan las siguientes transformaciones de tres a dos fases en el motor.

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \\ V_{0s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} * \begin{bmatrix} 1 & \cos(-2\pi/3) & \cos(2\pi/3) \\ 0 & -\sin(-2\pi/3) & -\sin(2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ I_{0s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} * \begin{bmatrix} 1 & \cos(-2\pi/3) & \cos(2\pi/3) \\ 0 & -\sin(-2\pi/3) & -\sin(2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (13)$$

En donde $[V_{as}, V_{bs}, V_{cs}]$ y $[V_{\alpha s}, V_{\beta s}]$ son los voltajes trifásicos y los voltajes bifásicos en el estator. $[I_{as}, I_{bs}, I_{cs}]$ y $[I_{\alpha s}, I_{\beta s}]$ son las corrientes trifásicas y bifásicas en el estator.

Una vez que se han realizado las transformaciones es posible estimar las componentes del vector de flujo magnético en el estator mediante la expresión:

$$\bar{\lambda}_{\alpha\beta s} = \int (\bar{V}_{\alpha\beta s} - R_{\alpha\beta s} \bar{I}_{\alpha\beta s}) dt \quad (14)$$

Y la magnitud del vector de flujo así como su ángulo se calculan mediante:

$$|\bar{\lambda}| = \sqrt{\bar{\lambda}_\alpha^2 + \bar{\lambda}_\beta^2} \quad (15) \quad \phi = \tan^{-1}\left(\frac{\bar{\lambda}_\alpha}{\bar{\lambda}_\beta}\right) \quad (16)$$

La estimación del par electromagnético se realiza mediante la expresión siguiente:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p * \frac{M}{L_r} * (\lambda_{\beta s} I_{\alpha s} - \lambda_{\alpha s} I_{\beta s}) \quad (17)$$

6. Simulaciones y Resultados

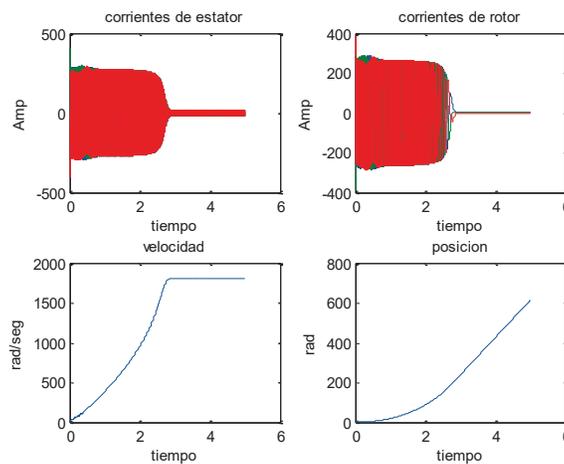
En este apartado se presentan las gráficas y los esquemas de las simulaciones realizadas. La simulación de la dinámica del motor de inducción, en lazo abierto con una fuente trifásica balanceada, se realiza bajo las siguientes condiciones:

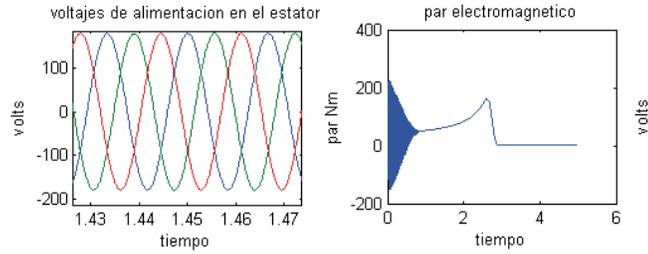
Voltaje de fase: 180 volts pico

Par de carga: en vacío.

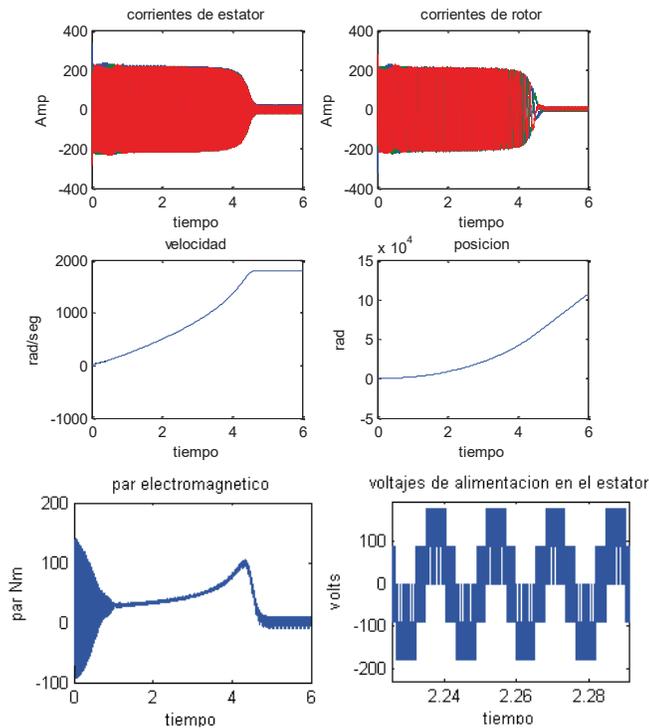
Voltaje en el bus de CD: 270 volts (solo con el inversor)

Frecuencia del voltaje de alimentación: 60 Hz.

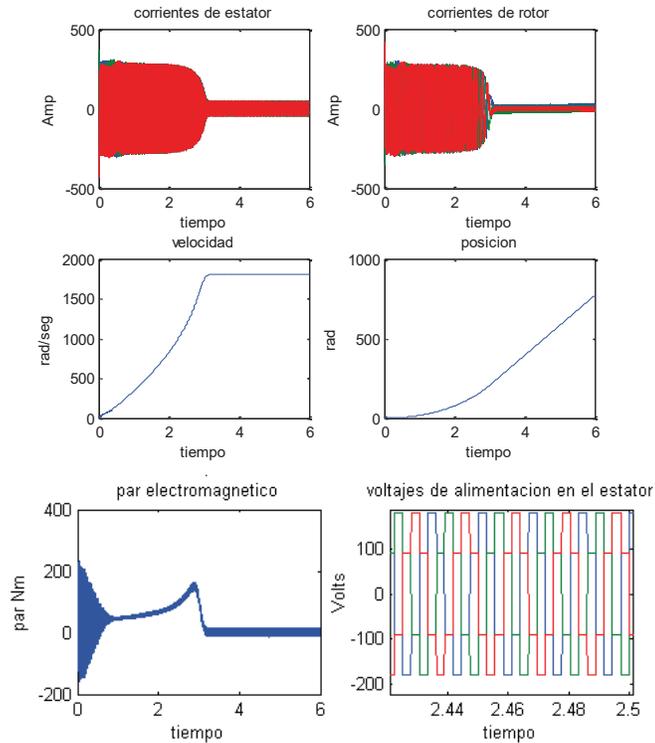




La dinámica del motor en lazo abierto considerando la alimentación con el inversor y una modulación PWM sinusoidal (bajo las mismas condiciones) es la siguiente:



La dinámica del motor en lazo abierto considerando la modulación six-step bajo las mismas condiciones descritas anteriormente es la siguiente:



Los esquemas de la simulación del motor en lazo abierto son los que se muestran a continuación:

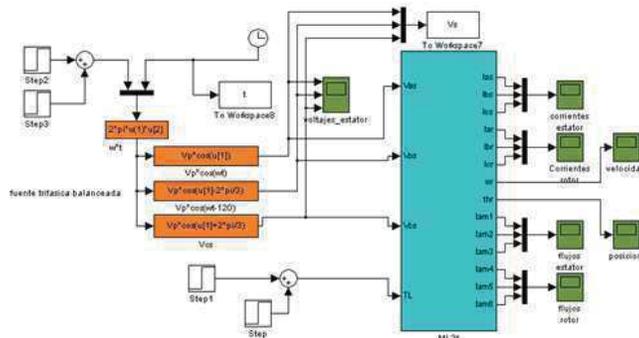


Figura 4.- Simulación en lazo abierto con la fuente trifásica

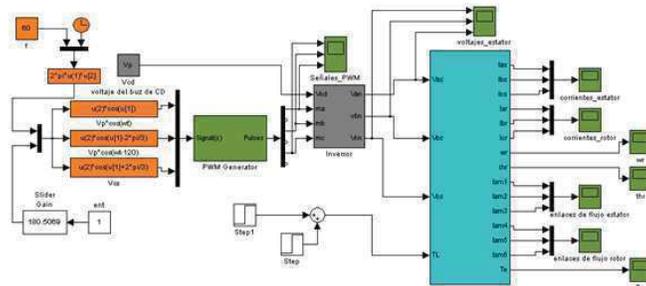
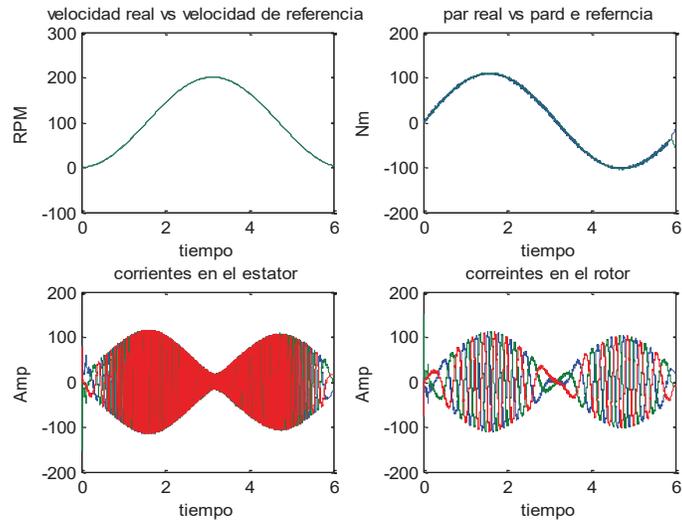
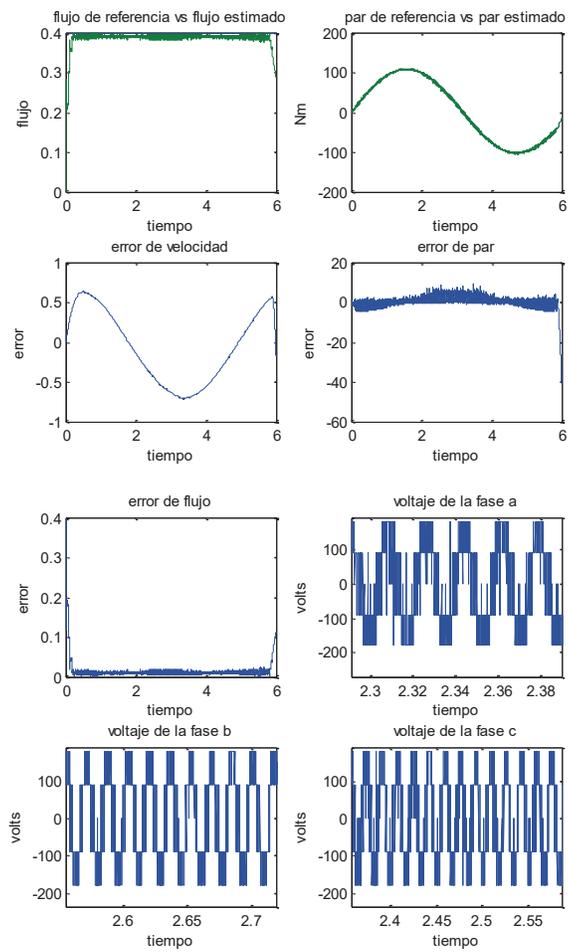


Figura 5.- Simulación en lazo abierto con inversor.

Finalmente se obtienen las gráficas del sistema con el DTC, los resultados obtenidos en el control, con un voltaje en el bus de CD de 270 v, son los siguientes:



Se colocó una referencia de velocidad senoidal de manera que las trayectorias generadas por el sistema deben de seguir a esta referencia.



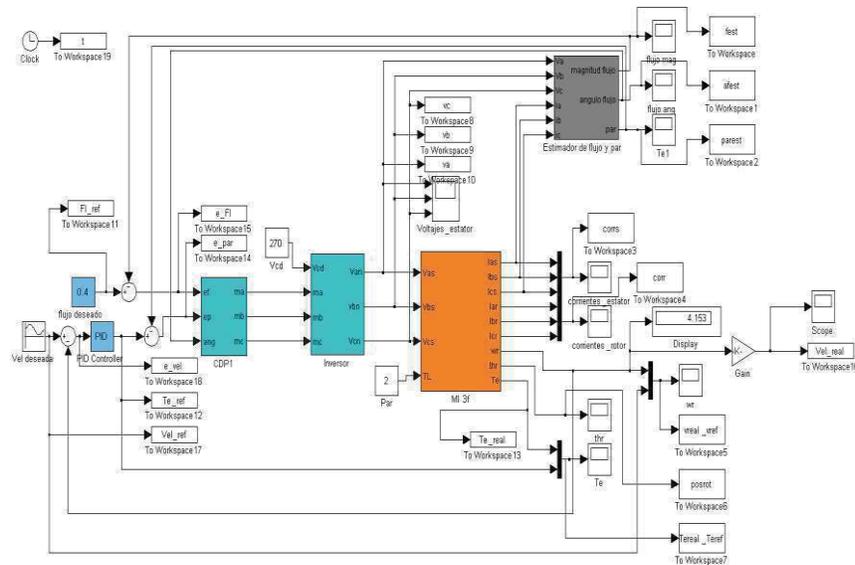


Figura 6.- Esquema de simulación para el DTC.

7. Conclusiones.

Con la realización de este trabajo se demostró que el Control Directo de Par logra un seguimiento de una trayectoria de velocidad con una diferencia mínima entre la velocidad real y la de referencia. Se demostró que el seguimiento del par de referencia con el par estimado presenta un error mínimo, el par real es muy cercano al de referencia. Además las señales de control se mantienen acotadas. Se observó que el comportamiento en las corrientes varía según la referencia de velocidad de manera suave sin sobre picos. En cuanto a las estimación se observa un error mínimo entre el par estimado y el de referencia, los errores de par y flujo se mantienen acotados, sin embargo tanto la velocidad real, como el par y los valores estimados de par y flujo magnético presentan ciertas oscilaciones inherentes al control. Se demostró que el control de velocidad bajo al técnica del DTC no implica un algoritmo complicado ya que al tener solamente que resolver las ecuaciones que estiman el par y el flujo no se requiere gran capacidad de procesamiento.

8. Referencias

- [1] Faiz J., M. Bagher and B. Sharifian (2003), "Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Used in Electric Vehicle", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 18, No. 1
- [2] Romero M. E. (2005), "Control Directo de Par y Flujo". Tesis de Doctorado. Barcelona España.
- [3] Casadei D. and G.Serra (2006), "Assessment of direct torque control for induction motor drives", *Technical Sciences* Vol. 53 No. 3. Bologna, Italy.
- [4] Singh B. and P. Jain (2006), "Direct Torque Control: A practical Approach to Electrical Vehicle". *IEEE Member*.
- [5] A.D. Karlis and K. Kiriakopoulos (2006), "Comparison of the Field Oriented and Direct Torque Control Methods for Induction Motors used in Electric Vehicles". Xanthi, Greece.
- [6] J. C. Trounce and S. D. Round. (2006), "Evaluation of Direct Torque Control Using Space Vector Modulation For Electric Vehicle Applications". New Zealand.

Cap.10 Controlador MPC Óptimo para un Modelo Reducido Hammerstein-Wiener de la Planta PSA

Rumbo Morales Jesse Yoe¹, Rodríguez Cerda Julio César²,
Iván Alcalá Barojas¹, Enrique Contreras Calderón¹, López Vega Luis Jaime¹
¹Universidad Tecnológica Emiliano Zapata del Estado de Morelos
Avenida universidad Tecnológica No. 1, Col. Palo Escrito, Emiliano Zapata, Morelos
C.P. 62760 México, jjrumbo@hotmail.com
Teléfono: (01) 777 3 11 65 18
² Instituto Tecnológico Superior de Poza Rica,
Calle Luis Donaldo Colosio Murrieta S/N, Arroyo del Maíz,
93230 Poza Rica, Ver.
Teléfono: 01 782 821 6901

Resumen

En el presente trabajo de investigación, se presenta el diseño de un control para el proceso de adsorción por oscilación de presión (PSA), que propone un modelo Hammerstein que incluye dos partes; un modelo no lineal (estático) que no consideraba la dinámica cíclica del proceso y un modelo lineal tipo 'wavelet' que consideraba la dinámica cíclica del proceso. El controlador tiene como objetivo principal seguir la pureza establecida en el menor número de ciclos y un PI para hacer más robustos el proceso PSA para atenuar perturbaciones.

Palabras clave: Control MPC óptimo, Hammerstein-Wiener.

1. Introducción

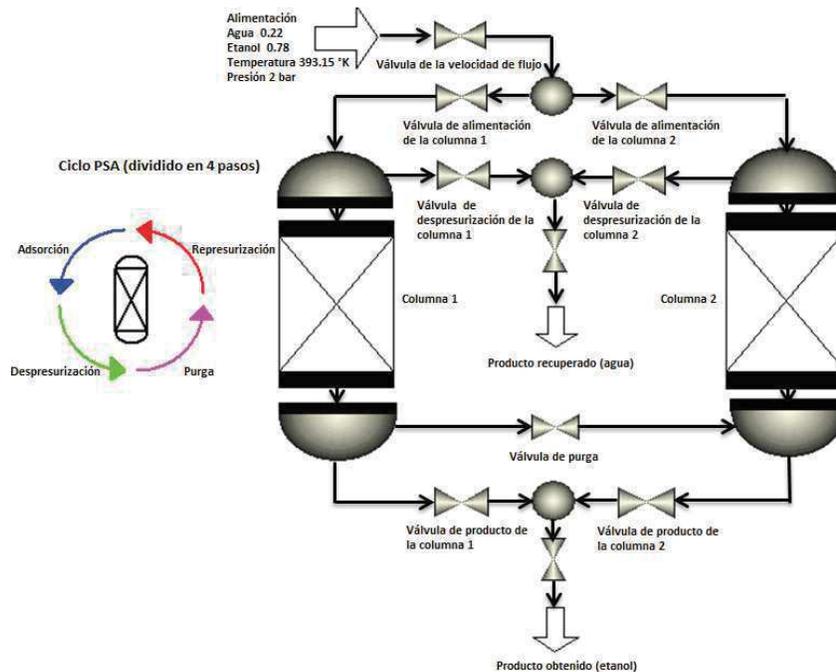
La adsorción por oscilación de presión (PSA) es un proceso de separación en el que se transfieren ciertos componentes de una fase fluida (gaseosa) hacia la superficie de un sólido (zeolitas), donde son retenidos físicamente. El PSA utiliza 2 o más columnas que trabajan en paralelo y contiene zeolita (natural o sintética), consiste de 2 etapas generales que forman un ciclo (J.-S. Jeong, Jang, Kim, Chung, & Choi, 2010), (Latifi, Salhi, & Tondeur, 2008), (Simo, Brown, & Hlavacek, 2008): la producción de etanol (adsorción) y la regeneración del lecho (despresurización, purga y represurización), las cuales se realizan de manera cíclica en cada lecho, es decir mientras el primer lecho produce etanol, el segundo lecho se está regenerando, liberando las moléculas de agua adsorbidas. Después de un cierto tiempo, las operaciones se invierten hasta completar un ciclo. El modelo matemático del PSA está conformado por ecuaciones diferenciales parciales (EDP) asociados con la cantidad de materia adsorbida en el lecho, caídas de presión e incrementos de temperaturas. Estas EDP cuentan con condiciones iniciales y de frontera el cual permite enlazar los 4 pasos.

El PSA se ha convertido en una solución flexible, aunque sigue siendo un proceso de separación muy complejo por su naturaleza cíclica, debido al cambio de operación (oscilación de presión) de un lecho a otro, que es controlado con la ayuda de las válvulas, el cual estas abren y cierran a ciertos tiempos establecidos para la duración de las etapas del proceso. Pocos trabajos relacionados con el control PSA se han publicado en la literatura a pesar de la eficiencia, rapidez con que el proceso alcanza un alto grado de pureza y de bajo costo energético comparado con

otros procesos de separación. (Khajuria & Pistikopoulos, 2011), (Khajuria & Pistikopoulos, 2013) estableció un controlador predictivo (MPC) que tiene como objetivo el seguimiento de una trayectoria de la pureza deseada rechazando una perturbación, estableció un modelo lineal (espacio de estados) para el diseño de este controlador con una sola entrada y una salida (SISO) que determina el comportamiento dinámico del proceso PSA, en donde la variable manipulada (entrada) fue el tiempo de adsorción y la variable controlada (salida) fue la pureza. (Bitzer, 2005), por ejemplo, propone un modelo Hammerstein que incluye dos partes; un modelo no lineal (estático) que no consideraba la dinámica cíclica del proceso y un modelo lineal tipo 'wavelet' que consideraba la dinámica cíclica del proceso, en el cual el modelo lineal lo obtuvieron a partir de la herramienta de identificación de MatLab. El modelo lineal fue utilizado para el diseño del controlador en donde proponen un control primario de seguimiento de trayectoria de la concentración (con realimentación) y para asegurar la estabilización en puntos de operación específicos manteniendo la pureza en presencia de perturbaciones utilizan un control PI (control por retroalimentación). (Peng, Couenne, & Gorrec, 2011) Presenta de igual manera un modelo Hammerstein, sin embargo propone un controlador H^∞ capaz de ser robusto ante perturbaciones en la composición de alimentación.

Nomenclatura	
A	Área frontal m^2
\bar{A}	Área frontal característico para volumen de control m^2
a_p	Particle external surface area to particle volume ratio ($=3/r_p$), m
C_i	Concentración de la fase gaseosa del componente i , $kmol/m^3$
C_{ps}	Solid (=adsorbent particle) heat capacity, $\frac{kJ}{kg \cdot K}$
H_s	Fluid/solid heat transfer coefficient, $\frac{MW}{m^2 \cdot K}$
IP_{1i}, IP_{2i}	Isotherm parameters for component i
k_{si}	Solid film mass transfer coefficient for component i , $\frac{1}{s}$
p	Gas pressure, bar
Q_i	Cantidad adsorbida del componente i , $\frac{kmol}{kg}$ (adsorbente)
\dot{Q}_i	Equilibrium amount adsorbed for component i , $\frac{kmol}{kg}$ (adsorbente)
r_p	Particle radius, m
t	Tiempo s
T_g	Gas temperature, K
T_s	Solid temperature, K
v_g	Velocidad del gas superficial $\frac{m}{s}$
x	Distancia axial m
y_i	Gas phase mole fraction for component i
Greek symbols	
ϵ_i	Bed (interparticle) voidage
ϵ_t	Total voidage
ρ_p	Particle density (solid density, true density) $\frac{kg}{m^3}$
ΔH_i	Enthalpy of adsorption for component i (i.e., heat of adsorption), $\frac{MJ}{kmol}$
μ_g	Gas mixture viscosity, cp
ψ	Particle shape factor

En este artículo, la figura 1 muestra el diagrama de flujo con el que se trabajó para realizar la simulación y el control del proceso PSA, en donde se estableció el lazo de control, el cual la variable manipulada fue la apertura de la válvula e alimentación proceso y como variable de salida la pureza obtenida de los dos lechos. Así mismo utilizamos el modelo Hammerstein-Wiener, este modelo captura las dinámicas importantes del modelo riguroso (PSA) y se utilizó para hacer el diseño de controlador. El primer objetivo principal es la utilización de la variable de manipulada, el cual presenta un tiempo continuo en todos los pasos o etapas del proceso PSA, permitiendo que la señal de control se presente de igual manera en cada paso o etapa del proceso con un sincronización adecuada del programa Aspen Adsorption y Simulink. El segundo objetivo importante de este trabajo se centra en el diseño e implementación del control predictivo óptimo (OMPC) que optimiza la una señal de control permitiendo llegar a la pureza deseada en un menor número de ciclos del proceso PSA. El OMPC (Sorcia-Vázquez et al., 2015) se basa en el modelo lineal en espacio de estados estándar sin considerar perturbaciones, así mismo se basa en el uso de predicciones en modo dual y el paradigma de lazo cerrado. Al realizar las predicciones en lazo cerrado se garantiza la estabilidad del sistema al garantizar la inclusión de la cola de predicción como posibles predicciones del siguiente instante de muestreo. El sistema se regula mediante una ley de control basada en una ganancia de retroalimentación de estados óptima tipo LQ.



Columna	Pasos del proceso PSA					
1	Adsorción (345 s)			Despresurización (211 s)	Purga (20 s)	Represurización (114 s)
2	Despresurización (211 s)	Purga (20 s)	Represurización (114 s)	Adsorción (345 s)		

Figura 1: Diagrama de flujo del PSA, el cual consta de dos lechos, Considera 4 pasos que conforman un ciclo: Adsorción, despresurización, purga y represurización.

Por lo tanto este artículo está organizado de la siguiente manera: en la sección 2 se presenta el modelo matemático (Modelo riguroso PSA) utilizado para simular a través del programa Aspen Adsorption, el cual está descrito EDP que describen las caídas de presión, incrementos de temperatura, Balance de materia, equilibrio termodinámico y cinético. En la sección 3 se establece

el modelo reducido identificado (Waldron & Sircar, n.d.), obtenido a partir de los datos de entrada y salida del modelo riguroso, este modelo simplificado es utilizado para el diseño del controlador ÓMPC ya que el modelo riguroso PSA no es adecuado para esto. En la sección 4 se diseña e implementa el controlador ÓMPC en el modelo riguroso PSA para verificar su rendimiento y robustez ante perturbaciones, también se discuten los resultados obtenidos.

2. Configuración y simulación del proceso PSA a través del programa Adsorption

Hay varios estudios realizados sobre los procesos PSA con 2, 3 o hasta 4 columnas rellenas de zeolita para la deshidratación de etanol (Yang, Choi, Jang, Kim, & Choi, 2008), (J. Jeong, Jeon, Ko, Chung, & Choi, 2012), en los cuales se comparan ventajas y desventajas de diferentes métodos operacionales. Partiendo desde esos estudios, en este trabajo se utilizaron dos columnas que contienen zeolita tipo 3A (sintética), configurada con 4 pasos mencionada anteriormente: Adsorción (producción de etanol) y despresurización, purga y represurización (regeneración del tamiz molecular o lecho), El cual se determinó un tiempo en segundos para cada paso hasta completar un ciclo equivalente de 690 s como se muestra en la figura 1. La presión de adsorción es de 2 bar, ya que se observó que a mayor presión las zeolitas presentan mayor atracción sobre las moléculas de agua; y la presión para la etapa de regeneración es menor que la presión atmosférica (0.134 bar), ya que a una presión baja se puede romper fácilmente el enlace débil que se ha formado entre el adsorbente-adsorbato. Por otra parte la temperatura de alimentación es de 393.15 °C, esta debe mantenerse aproximadamente constante y superior a los 100 ° C ya que se trabaja en fase vapor y a la vez ayuda a liberar las moléculas de agua adsorbidas por la zeolita en el paso de regeneración (Jain, Moharir, Li, & Wozny, 2003). Así mismo la composición de alimentación de la mezcla etanol-agua tendrá una concentración cercana al punto azeotrópico (10 % en peso de agua y 90 % en peso de etanol) con un flujo de alimentación de 80 ml/min (Pruksathorn & Vitidsant, 2010).

2.1 Modelo riguroso PSA.

El modelo matemático describe los 4 pasos del proceso PSA mencionados anteriormente y proporciona una comprensión esencial de la dinámica del proceso cíclico y los efectos que presentan las variables (presión, temperatura, composición, flujos) que involucra este proceso PSA.

Por lo tanto el modelo riguroso PSA consta de:

- Balance de materia: Datos de concentración a lo largo de la columna (cantidad adsorbida en cada columna) , el cual define que altura y diámetro proponer.

$$\frac{1}{A} \frac{\partial(C_i v_g A)}{\partial x} + \varepsilon_i \frac{\partial C_i}{\partial t} + (1 - \varepsilon_i) \rho_p \frac{\partial Q_i}{\partial t} = 0 \quad (1)$$

Simplificación :

- La parte dispersiva (dispersión axial) se considera insignificante (nula)

$$\frac{1}{A} \frac{\partial(C_i v_g A)}{\partial x} \dots \text{Convectiva} \quad (1.2)$$

$$\varepsilon_i \frac{\partial C_i}{\partial t}, \varepsilon_i \frac{\partial C_i}{\partial x} \dots \text{Acumulación de fase gaseosa} \quad (1.3)$$

$$(1 - \varepsilon_i) \rho_p \frac{\partial Q_i}{\partial t}, (1 - \varepsilon_i) \rho_p \frac{\partial Q_i}{\partial x} \dots \text{Acumulación de fase adsorbida} \quad (1.4)$$

Balance de energía: Datos de propiedades físicas de los componentes, Información sobre los incrementos de calor (temperatura)

$$C_p \rho_p \frac{\partial T_s}{\partial t} + \rho_p \sum_i \left(\Delta H_i \frac{\partial Q_i}{\partial t} \right) - H_s a_p (T_g - T_s) = 0 \quad (2)$$

Simplificaciones:

- El balance de energía considera no isotérmica con conducción de gas, por lo tanto no se considera la conductividad térmica axial.
- No se considera calor de la fase adsorbida.
- El calor de adsorción es constante.
- Coeficiente de transferencia de calor es constante.
- es adiabático.

$$C_p \rho_p \frac{\partial T_s}{\partial t} \dots \text{Acumulación de fase solida (2.1)}$$

$$\rho_p \sum_i \left(\Delta H_i \frac{\partial Q_i}{\partial t} \right) \dots \text{Acumulación térmica por la entalpia de adsorción (2.2)}$$

$$H_s a_p (T_g - T_s) \dots \text{Transferencia de calor entre el gas y el sólido (2.3)}$$

- Relaciones hidráulicas: Datos sobre las caídas de presión (gradientes de presión a lo largo del lecho).

$$\frac{\partial P}{\partial x} = \frac{-150 \times 10^{-5} \mu_g (1 - \varepsilon_i)^2}{(2r_p \psi)^2 \varepsilon_i^2} v_g \quad (3)$$

- Relación de equilibrio termodinámico y cinético: Datos sobre la capacidad de adsorción y el tiempo en que adsorbe.

Simplificaciones:

- Lumped resistance.
- Linear.
- Coeficiente de transferencia de masa constante.

$$Q_i = \frac{IP_{1i} P_{2i} P_{y_i}}{1 + \sum_k (IP_{2k} P_{y_k})} \dots \text{Modelo de Langmuir}$$

$$\frac{\partial Q_i}{\partial t} = k_s (Q_i^* - Q_i) \dots \text{Modelo cinético}$$

Este modelo deberá predecir perfiles (presión, Temperatura, (carga de saturación y flujos) en función del tiempo y/o espacio (largo del lecho).

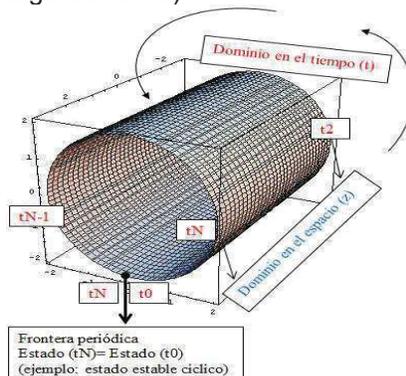


Figura 2: Dominio del espacio (Z) y tiempo (t) sobre una columna PSA

Para solucionar el sistema de ecuaciones diferenciales parciales que describen el proceso PSA se establecen condiciones iniciales y de frontera adecuadas como se muestra en la Tabla 1.

Tabla 1: Condiciones iniciales y de frontera

Paso del ciclo	
I. Adsorción	
$t = 0$	$\bar{Y} = \bar{q} = 0, \bar{T} = T_b, \bar{P} = P_F,$
$z = 0$	$Y = Y_F, T = T_F, P = P_F$
II. Primera despresurización	
$t = 0$	$\bar{Y} = \bar{Y}^{(I)}, \bar{q} = \bar{q}^{(I)}, \bar{T} = \bar{T}^{(I)}, \bar{P} = \bar{P}^{(I)}$
$z = 0$	$\frac{\partial Y}{\partial z} = 0, \frac{\partial T}{\partial z} = 0$
IV. Purga	
$t = 0$	$\bar{Y} = \bar{Y}^{(III)}, \bar{q} = \bar{q}^{(III)}, \bar{T} = \bar{T}^{(III)}, \bar{P} = \bar{P}^{(III)}$
$z = 0$	$Y = Y_P, T = T_P, P = P_P$
V. Represurización	
$t = 0$	$\bar{Y} = \bar{Y}^{(IV)}, \bar{q} = \bar{q}^{(IV)}, \bar{T} = \bar{T}^{(IV)}, \bar{P} = \bar{P}^{(IV)}$
$z = 0$	$Y = Y_P, T = T_P,$

Para simular el proceso se utilizó el programa Adsorption (parte del simulador Aspen Plus), a través de este programa se configura el modelo matemático como se presentó anteriormente, de acuerdo con las suposiciones de modelado y conforme con los fenómenos que se consideran presentes (Simo et al., 2008), (Kupiec, Rakoczy, & Lalik, 2009), (Doong & Proppner, n.d.) (Liu, Delgado, & Ritter, n.d.).

Se debe tener en cuenta que algunos datos son importantes para que el proceso PSA pueda realizar la simulación correctamente, por lo tanto los datos y especificaciones de la presión, temperatura, flujo y concentración que se necesita, se muestran en la siguiente Tabla 2.

Tabla 2: Valores nominales del proceso PSA.

Feed	Value
Molar fraction of water, Y_i	0.22
Molar fraction of ethanol Y_e	0.78
Temperature T_F	293.15 °K
Pressure P_F	2 bar
Purge pressure P_p	0.13 bar
Bed length L	50 m
Bed Diameter D	20 m
Inter-particle voidage ϵ_i	0.4
Intra-particle voidage ϵ_p	0.63
Bulk solid density of adsorbent	729.62 kg/m ³
RHOs	
Constant mass transfer coefficients (ethanol) MTC	0.00760501 1/s
Constant mass transfer coefficients (water) MTC	0.04476 1/s
Adsorbent specific heat capacity C_{ps}	1260 J/kg/K
Constant for heat of adsorption (ethanol) DH	-51.9 MJ/kmol
Constant for the gas phase heat conductivity K_g	41.26 W/m/K

Gas velocity Vg	0.00848558 m/s
Adsorbent parameters	Value
Specific surface area of adsorbent ap	1126.76 1/m
Adsorbent particle radius Rp	0.0015975 m
Isotherm parameter (IP₁ ethanol)	0.0094008 n/a
Isotherm parameter (IP₁ water)	0.0106104 n/a
Isotherm parameter (IP₂ ethanol)	1.1344 n/a
Isotherm parameter (IP₂ water)	2.3794 n/a
Computational parameters	Value
Axial grid nodes	20
Axial discretization method	UDS2
((Derivación of Upwind Differencing Scheme 2)	

2.2 Análisis y simulación del proceso PSA

En este punto se presentaron las simulaciones cuando se llega CSS (estado estable cíclico), definiendo ciertas variables a observar por el comportamiento que presentan cuando se realiza el enlace de un paso a otro, como son: presión, temperatura y composición del agua en función de t (tiempo) y Z coordenada axial (largo del lecho).

Inicialmente la cantidad adsorbida en la columna 1 es de 0 kg, totalmente regenerado y esta presurizado a 2.0 bar, con una temperatura de 393.15 °K para poder alimentar el vapor de etanol-agua con un flujo de 80 ml/min, con una composición de 0.22 (10% en peso de agua) y 0.78 (90% en peso de etanol). En cuanto el vapor de etanol-agua entra en contacto con las zeolitas, una adsorción rápida se presenta acompañada por el calor (energía exotérmica) que se desprende dentro de cuando entra en contacto el agua con la zeolita. Después de cierto tiempo, realizando varios ciclos con sus respectivos pasos (adsorción, despresurización, purga y represurización) se mostró el comportamiento dinámico que presenta el proceso PSA cuando llega al CSS (estado estable cíclico) obteniendo una pureza que cumple con los estándares internacionales. Es importante notar que se llegó al CSS después de 28980 segundos de funcionamiento (42 ciclos) como se muestra en la Figura 3.

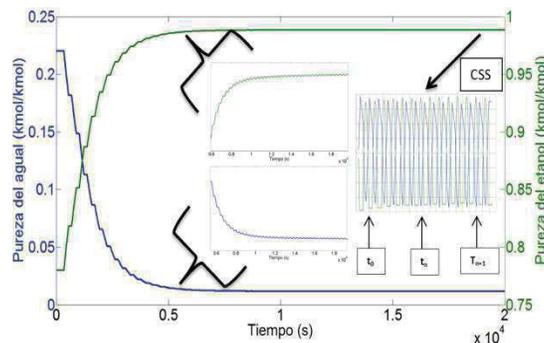


Figura 3: Perfiles de la pureza de etanol y agua llegando al CSS.

Posteriormente se muestran en la figura 4 el comportamiento del perfil de composición en la etapa de adsorción en función de la coordenada axial (Z) para diferentes valores de tiempo de operación.

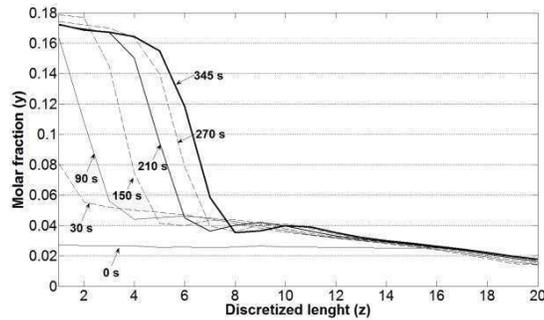


Figura 4: Perfiles de concentración de agua a diferentes tiempos, el punto 0 se refiere a la parte inicial del lecho.

En la Figura 4 se muestran líneas continuas y discontinuas a diferentes segundos durante la etapa de adsorción cuando se está en el CSS, el lecho es saturado (línea color azul) con agua después de 345 s.

Así mismo se presenta el perfil de temperatura en función la coordenada axial (z) a diferentes segundos como se muestra en la siguiente figura 5, en donde se observa el incremento de la temperatura al final del lecho, debió a la energía exotérmica que se presenta. El efecto de la temperatura provoca que una mala adsorción al final de la columna.

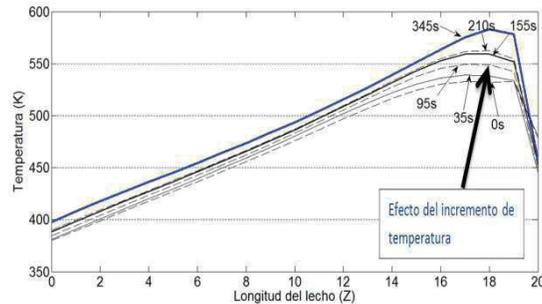


Figura 5: Los perfiles de temperatura en el lecho durante la etapa de adsorción en el CSS en función de la coordenada axial. La posición 0 representa la parte superior de la cama y la dirección del flujo es desde la parte superior a la parte inferior del lecho.

Así mismo se presenta el perfil de la composición en función de la coordenada axial (z) del paso de la regeneración de la columna, cuando se está en el CSS. Figura 6.

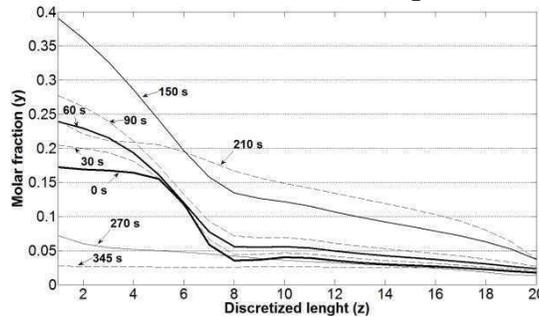


Figura 6: Los perfiles de concentración en el lecho durante la etapa de regeneración en el CSS en función de la coordenada axial. La posición 0 representa la parte superior de la cama y la dirección del flujo es desde la parte superior a la parte inferior del lecho.

Al disminuir la presión en la columna, parcialmente la zeolita comienza a liberar el agua adsorbida y la concentración del vapor de agua aumenta. El perfil en 0 s en la Figura 4 corresponde con el último perfil (345 s) de la etapa de adsorción. En los primeros segundos de la etapa de regeneración una parte pequeña de agua es liberada, como se observa en los perfiles de los 35 s. A medida que se aproximan a una presión menor a la presión atmosférica, estos perfiles axiales de la concentración gaseosa de agua presentan un valor mínimo, mostrando que el agua que existía en el adsorbente fue retirada la mayor parte, estos son descritos por una onda estacionaria (270-345 s). Como resultado, la concentración en el adsorbente disminuye y los perfiles axiales de concentración de agua comienzan a estar cercanos a 0, esto es a medida que se presente una pequeña purga.

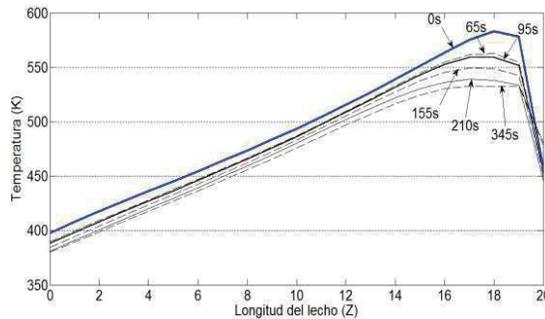


Figura 7: Perfiles de temperatura a diferentes tiempos, en la etapa de regeneración.

Por otro lado la etapa de regeneración es un proceso endotérmico y, por consiguiente la temperatura en el lecho está disminuyendo en la parte final del lecho, como se observa en la Figura 7.

Una vez más los perfiles de temperatura se mueven, llevándola de un valor elevado a uno bajo, en donde el punto caliente es finalmente reducido.

Así mismo los perfiles de presión y temperatura en función del tiempo estando en el CSS se muestran en la Figura 8.

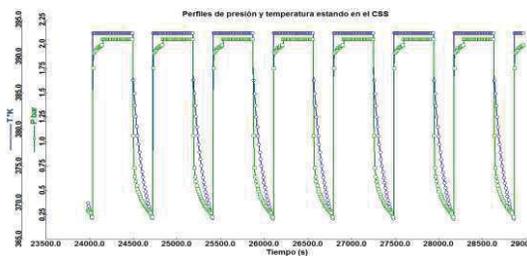


Figura 8: Perfiles de presión y temperatura llegando al CSS

En la Figura 8 se observa que en el perfil de temperatura existen incrementos, esto es posible a la energía que se desprende. Por lo tanto es importante poder controlar esos incrementos ya que no favorece la adsorción dentro de la columna. La comprensión de la dinámica de la columna y la interpretación de los perfiles del ciclo CSS es muy útil para entender el rendimiento del proceso.

3. Identificación de un modelo reducido

El desempeño de estos procesos se representa matemáticamente con modelos complejos, altamente no lineales, de parámetros distribuidos (Simo et al., 2008), (Kupiec et al., 2009). Estos modelos no son adecuados para el diseño de los controladores. Es importante entonces identificar un modelo reducido o simplificado, que sea adecuado para el diseño de controladores. Hay diferentes propuestas en la literatura sobre el modelado orientado al control del proceso PSA, en

donde utilizan el método de identificación para obtener un modelo lineal, el cual relaciona la variable de control (pureza del producto obtenido) con la variable manipulada (tiempo de adsorción). (Bitzer, 2005) presenta un modelo Hammerstein para el diseño del controlador, el cual está comprendido por dos bloques conectados en serie; un bloque no lineal (ganancia estática) obtenido por el método de ajuste de curvas y un bloque lineal (parte dinámica) que fue obtenido usando el Toolbox de MatLab. (Khajuria & Pistikopoulos, 2011)(Khajuria & Pistikopoulos, 2013) utilizó señales de amplitud aleatoria aplicadas a la entrada (tiempo de adsorción) para perturbar el sistema en lazo abierto y obtener la salida correspondiente a la entrada, estos datos (entrada y salida) lo utilizaron para obtener un modelo lineal utilizando la herramienta de identificación de MatLab.

Para este caso en particular se realizó un estudio paramétrico (simulación en lazo abierto) de las posibles variables de entrada (presión de purga, tiempo de purga y apertura de la válvula de alimentación) que afectan a la pureza obtenida (variable de salida), para ello se perturbó el sistema con un escalón de $\pm 5\%$, a partir del CSS (estado estable cíclico), en donde se observó que a través de un análisis el índice de sensibilidad son del mismo promedio, sin embargo en este trabajo se utilizó el programa Aspen Adsorption enlazado con MatLab/Simulink para simular y hacer el control del proceso PSA, se observó que al compilar los dos programas no es posible simular el proceso ya que al utilizar las variables que no tienen un tiempo continuo como; presión de purga y tiempo de purga, estas presentan un error de sincronización por el tiempo de muestreo ya que Aspen Adsorption debe compilar por lo menos un tiempo de alguno de los pasos (adsorción, despresurización, purga y represurización) continuamente. Por lo tanto en este estudio paramétrico se definió como variable manipulada la apertura de la válvula de alimentación, ya que es continuo en cada paso o etapa del proceso y puede llevar el mismo tiempo de muestreo que MatLab/Simulink.

Se utilizó una PRBS de 7 bits para excitar el modelo riguroso PSA, en el cual se tomaron algunas consideraciones importantes:

- Se debe usar un escalón del $\pm 5\%$ ya que con un porcentaje menor el modelo identificado no capturaba las dinámicas importantes del modelo riguroso PSA. Sin embargo, al utilizar porcentajes arriba del $\pm 70\%$ perturba demasiado al modelo PSA (Figura 11).
- Para crear la PRBS, hay que determinar el tiempo en que el sistema se establece en el CSS, después de haberse aplicado el escalón $\pm 5\%$. La PRBS debe contener al menos un escalón separado del próximo en un tiempo mayor o igual al tiempo de establecimiento determinado (Figura 9).

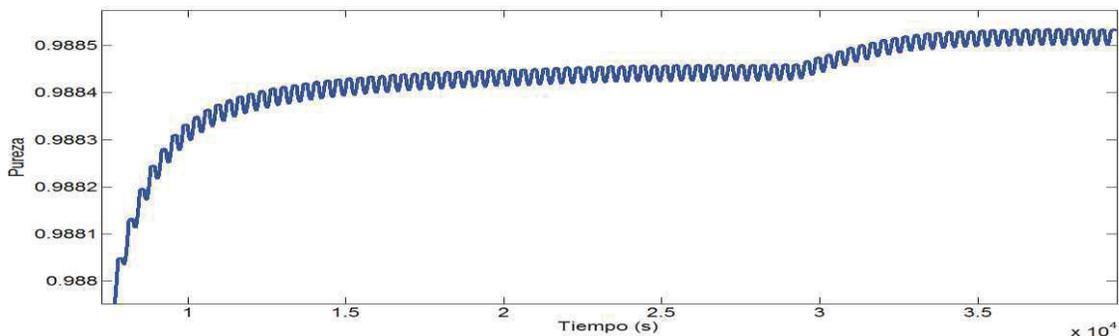


Figura 9: Entrada de la válvula de velocidad de flujo, aplicado a partir de que se llega al CSS (estado estable cíclico).

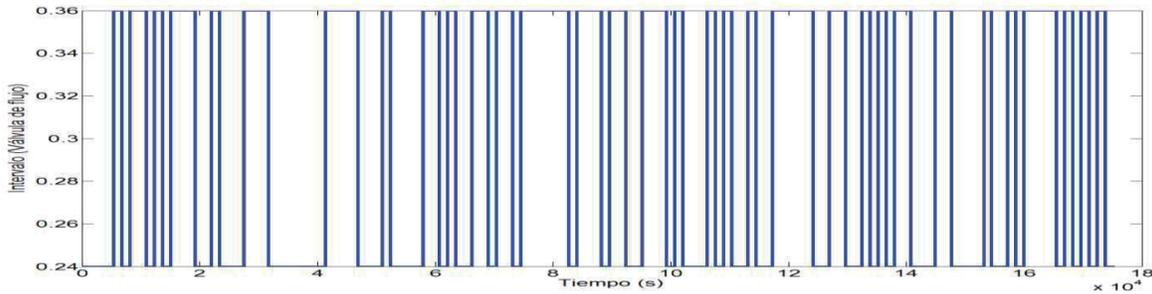


Figura 10: PRBS de 7 bits con un periodo de muestreo de 1380 s

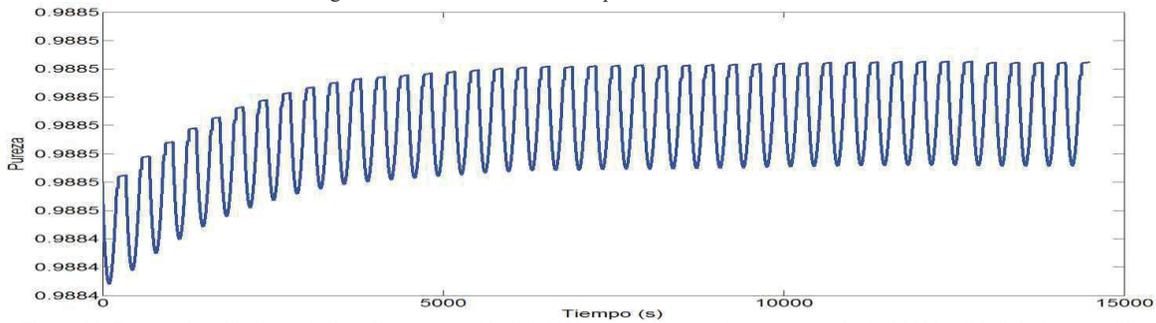


Figura 11: Pureza obtenida después de aplicar un escalón del 50%, con un tiempo de convergencia de 14490 s (21 ciclos) para utilizarlo en la PRBS

Los datos obtenidos de entra y salida a partir del modelo riguroso PSA se utilizaron para la identificación de un modelo reducido. En este trabajo se utilizó el Toolbox de identificación de MatLab, dando como resultado una buena identificación para el caso del escalón del 50% con un ajuste del 86.9 % como se observa en la Figura 11. Para el caso del escalón del 20%, la identificación de la planta reducida tuvo una aproximación menor del 60% sobre el modelo riguroso y no es suficiente ya que no captura las dinámicas importantes del modelo PSA, por lo tanto el modelo reducido que se utilizara en este trabajo será el escalón del 50%.

3.1 Modelo reducido (Hammerstein-Wiener)

El modelo reducido identificado que se utilizó fue un Modelo Hammerstein-Wiener, El cual está comprendido por 3 bloques como son: entrada no-lineal (ganancia estática), bloque lineal (parte dinámica), salida no-lineal (ganancia estática) conectados en serie como se observa en la Figura 12.

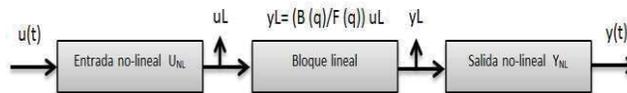


Figura 12: Modelo Hammerstein-Wiener.

Los valores o puntos de quiebre de la entrada y salida no lineal estáticos son dados por el toolbox de MatLab así como también la función de transferencia del bloque lineal.

- Entrada no lineal estático (3 puntos de quiebre)

u1	0.267120	0.280452	0.293784
valor no-lineal estático	-0.02222	-0.02318	-0.024710

- Salida no lineal estático (3 puntos de quiebre)

u1	-7.00849	-1.96329	3.160901
valor no-lineal estático	-7.00849	-1.96329	3.160901

- Bloque lineal (zeros=2 y polos=3)

$$\frac{B(q)}{F(q)} = \frac{q^{-1} - 0.8944q^{-2}}{1 - 0.933q^{-1} + 0.8689q^{-2} - 0.9349q^{-3}}$$

Por lo tanto al utilizar los 3 bloques en conjunto se puede observar que el modelo identificado en la figura 13 se ajusta perfectamente al modelo riguroso PSA.

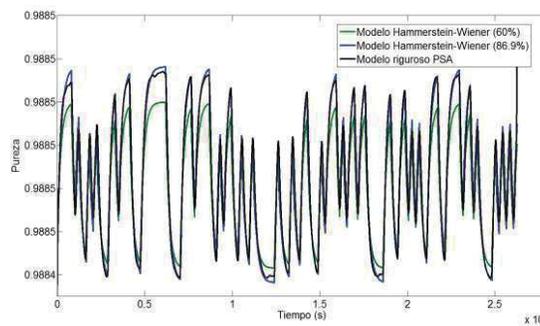


Figura 13: Comparación del modelo riguroso PSA con los Modelos identificados con un ajuste de 86.9% y 60%

Para validar el modelo se observó la respuesta al utilizar un escalón y se muestra que el comportamiento es igual al del modelo riguroso PSA en la Figura 14.

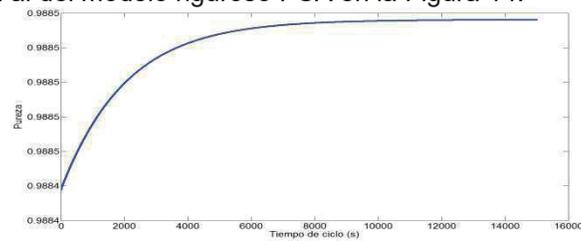


Figura 14: Modelo Hammerstein-Wiener

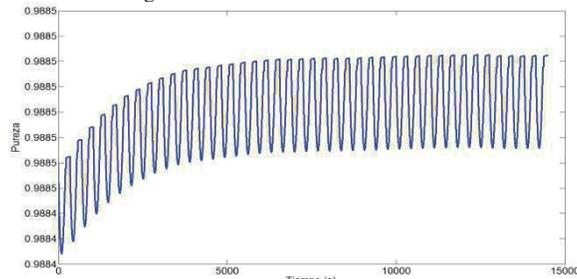


Figura 15: Modelo riguroso PSA

Se puede observar como el modelo Hamerstein-Wiener presenta el comportamiento dinámico del modelo riguroso PSA. Por lo tanto a partir de este Modelo reducido obtenido, se prosiguió hacer el diseño del controlador MPC óptimo.

4. Control MPC Óptimo basado en un modelo Hammerstin-Wiener

El objetivo principal es regular la pureza establecida como referencia a 0.9884 de fracción molar (99.50% en peso de etanol), rechazando perturbaciones de entrada como son; Temperatura de alimentación, Composición de alimentación y el tiempo de purga.

Para hacer el diseño del controlador se obtuvieron las funciones inversas de los 2 bloques no lineal estáticos (entrada y salida) del modelo Hamerstain-Wiener como se muestra en la siguiente Figura 16. En donde ahora el bloque de entrada (ganancia estática) pasara a ser la salida (función inversa del boque de entrada) y el bloque de salida (ganancia estática) pasara a ser la entrada (función inversa) del modelo Hammerstein-Wiener.



Figura 16: Modelo Hammerstein con las funciones inversas de los bloques no-lineales.

Por otra parte el MPC Óptimo se basa en el modelo lineal (bloque lineal) en espacio de estados estándar, sin considerar perturbaciones para este trabajo de la siguiente forma:

$$x_{k+1} = Ax_k + Bu_k \quad y_k = Cx_k$$

Como el ToolBox de identificación de Matlab para el bloque lineal entrega una función de transferencia, se realizó la conversión a espacio de estados quedando de la siguiente manera:

$$A = \begin{bmatrix} 0.933037058976218 & -0.868926731888269 & 0.934902098772051 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$b = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$c = [0 \quad 1 \quad -0.894383233912948]$$

Donde $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$ y $y \in \mathbb{R}^p$, representan los estados, las entradas de control y las salidas del sistema, donde k es el instante de muestreo (1 segundo) particular.

4.1 Diseño del controlador MPC Óptimo

Para sintonizar el controlador MPC óptimo se utilizó el bloque lineal y las funciones inversas de los 2 bloques no lineales estáticos como se observa en la Figura 17. En este punto se establecieron las restricciones para el controlador.

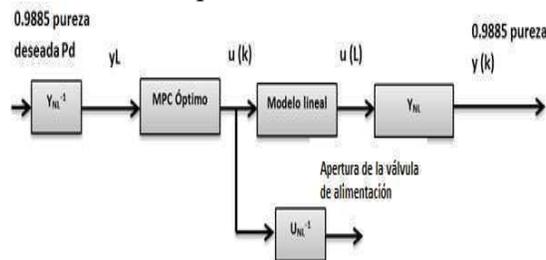


Figura 17: Esquema de control aplicado al Modelo Hammerstein-Wiener

Restricciones de la válvula de velocidad de flujo.

$$-0.075 \leq u_k \leq 0.075$$

u_k es la salida del MPC, la cual esta señal está restringida en los rangos mencionados arriba, esta señal que genera el controlador se introduce en el bloque no-lineal UNL-1 el cual este bloque dio la entrada real (valor de la válvula de la velocidad de flujo) que se necesitó para la planta PSA.

Otras de las consideraciones que se plantean en el controlador, son las restricciones para el bloque lineal (modelo discreto), en el cual la señal de entrada (y_L) que necesita el controlador debe estar comprendida en este rango:

$$y_{max} = 0, y_{min} = -7$$

$$y_k \leq 1$$

y_k es la salida (fracción molar o pureza obtenida) de la planta PSA en la cual la restricción es que no debe de ser mayor a 1.

Así mismo se sintonizo el controlador adecuándolo para su buen funcionamiento y lograr una pureza deseada en menos tiempos de ciclo, estos parámetros son; R (matriz de ponderación de los estados), Q (matriz de ponderación de la entrada de control), n_c (horizonte de predicción de la entrada de control) y n_y (Horizonte de predicción de las salidas)

Se observó que para una $R=200$, $Q=1000$, $n_c=2$ y $n_y=35$, la señal de control y la evoluciones de los estados es suave (lenta) pero no presenta oscilaciones o ruido como se observa en la figura 18 y 19.

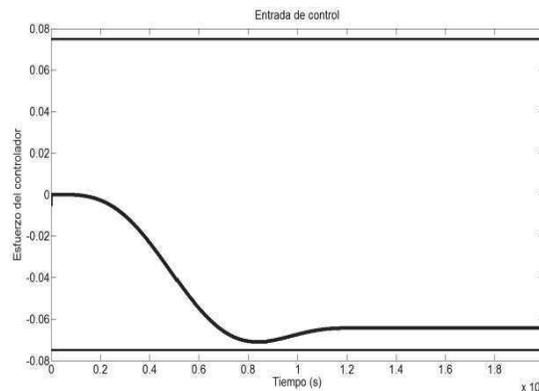


Figura 18: Señal de control (esfuerzo de control) utilizando los parámetros de sintonización adecuados.

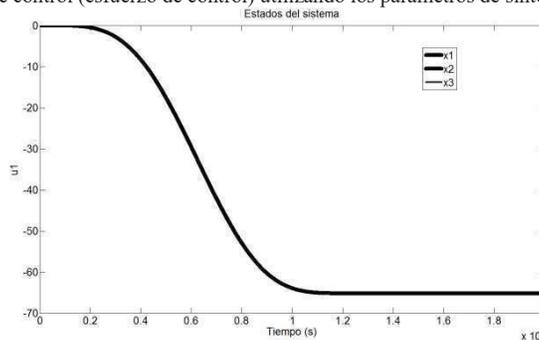


Figura 19: señal del crecimiento de los estados.

Así mismo se observó que con la señal de control generada por el MPC Óptimo se logró seguir la pureza establecida, la cual es de 0.9884 a 0.9885 (fracción molar) como se muestra en la figura 20.

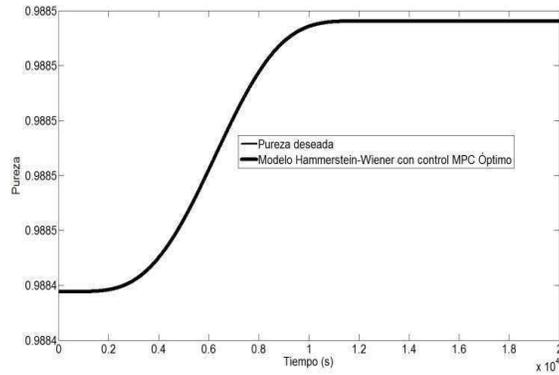


Figura 20: Pureza deseada (Modelo Hammerstein-Wiener)

5. Implementación del controlador MPC Óptimo al modelo riguroso PSA (lazo cerrado)

Como anteriormente se mencionó, es necesaria la utilización de las funciones inversas de los 2 bloques no lineales estáticos (entrada y salida) para implementar el controlador MPC Óptimo quedando el esquema como se muestra en la Figura 21 de la siguiente forma:

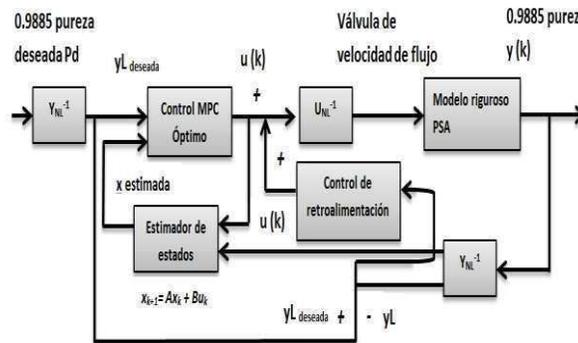


Figura 21: Implementación del controlador MPC Óptimo al Modelo riguroso PS

Para validar el rendimiento y desempeño del controlador MPC óptimo diseñado, se implementó en el modelo riguroso PSA, donde se observó que sigue la trayectoria deseada (0.9884 a 0.9885), convergiendo en un menor número de ciclos (12420 segundos, equivalentes a 18 ciclos), como se observa en la Figura 22. Por otra parte la simulación del modelo riguroso PSA sin control que llega en 14940 segundos que son equivalentes a 21 ciclos.

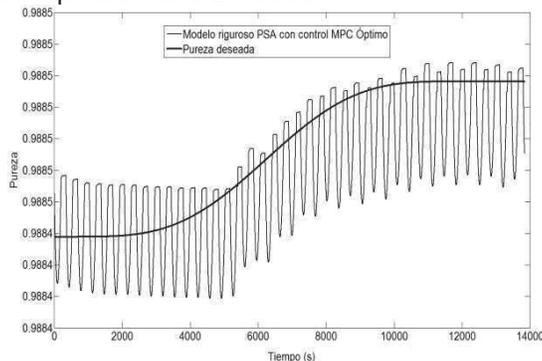


Figura 22: Pureza deseada (modelo riguroso PSA)

La señal de control que genero el MPC Óptimo para lograr la pureza deseada cuando se aplicó al modelo riguroso PSA se muestra en la figura 23.

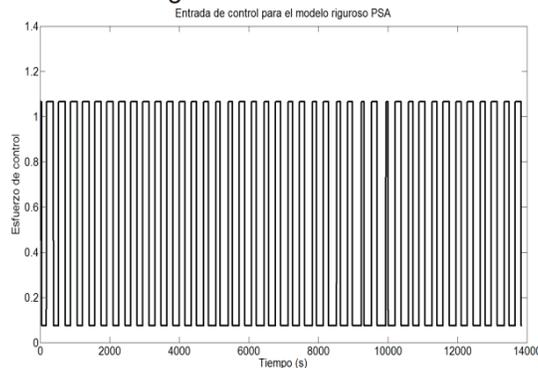


Figura 24: Señal de control aplicada al modelo riguroso PSA

Esta señal de control que se generó es debido al comportamiento dinámico del modelo riguroso PSA, el cual esto es a causa de las etapas (adsorción y regeneración) que conforman el proceso, caso muy distinto al modelo reducido que se identificó, donde no se muestran las oscilaciones, sin embargo el modelo Hammerstein-Wiener funciono adecuadamente para hacer el diseño del controlador MPC Óptimo ya que los resultados claramente demuestran los beneficios potenciales de la identificación del sistema riguroso procedentes del modelo PSA.

Así mismo se aplicaron 3 diferentes perturbaciones en la entrada mencionadas anteriormente. Comparación del Planta PSA aplicando control y sin control.

Tabla 3: Perturbaciones aplicadas al proceso PSA.

Perturbación	% (entrada escalón)	Tiempo de estabilización (ciclos) y pureza alcanzada con control	Tiempo de estabilización (ciclos) y pureza alcanzada sin control
Temperatura de alimentación (°C)	2% equivalente a 6 °C	19 ciclos con una pureza de 0.98845	22 ciclos con una pureza de 0.98826
	5% equivalente a 20°C	23 ciclos con una pureza de 0.9882	28 ciclos con una pureza de 0.980
Composición de alimentación (fracción molar)	1% equivalente a 0.0022	18 ciclos con una pureza de 0.988468	23 ciclos con una pureza de 0.98819
	45% equivalente a 0.320	25 ciclos con una pureza de 0.9876	29 ciclos con una pureza de 0.981
Tiempo de purga (s)	5% equivalente a 1 s	22 ciclos con una pureza de 0.988404	24 ciclos con una pureza de 0.98831
	30% equivalente a 6 s	28 ciclos con una pureza de 0.9883	29 ciclos con una pureza de 0.979

Se observó que el MPC óptimo logra una mayor tolerancia a las perturbaciones y asegura en todos los casos la pureza deseada. Los resultados en forma gráfica se muestran comparando el

desempeño de la planta en lazo cerrado con el control MPC óptimo y en lazo abierto (Figuras 25, 26 y 27).

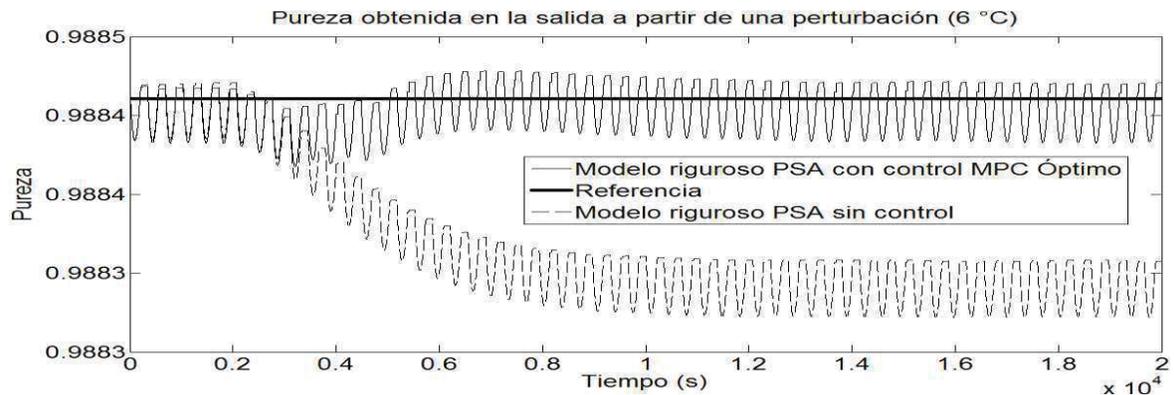


Figura 25: Pureza obtenida después una perturbación en la temperatura de alimentación (2%)

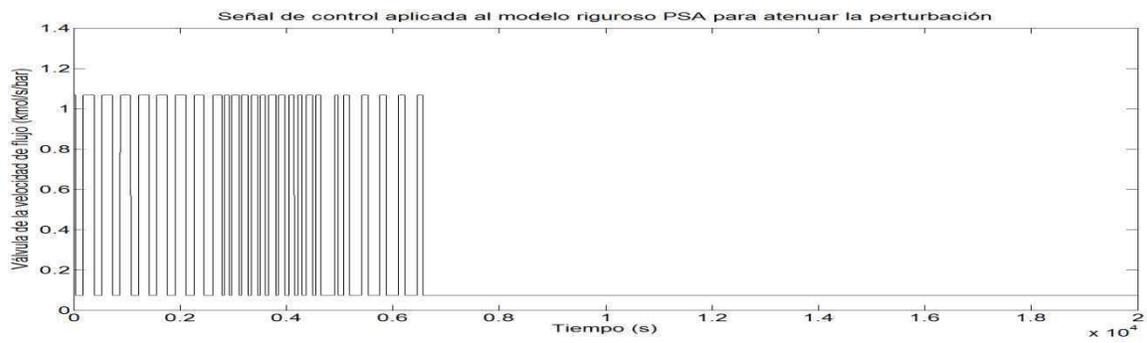


Figura 26: Señal de control para regular la perturbación

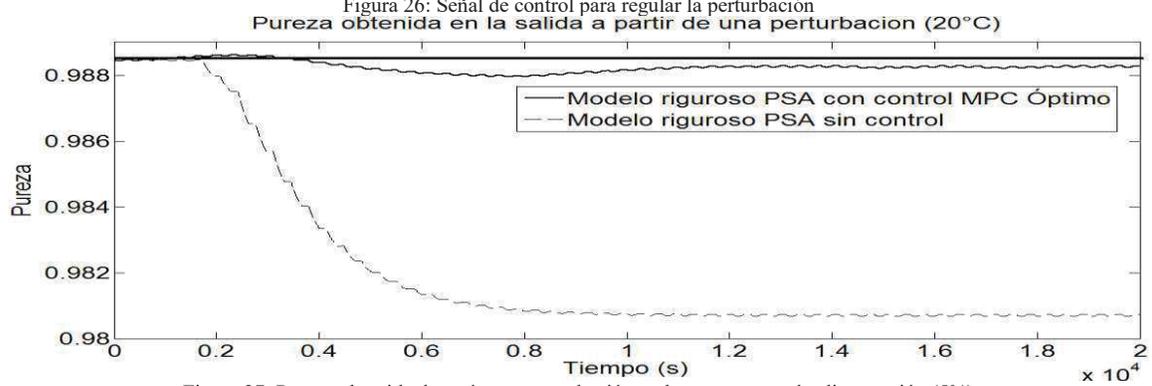


Figura 27: Pureza obtenida después una perturbación en la temperatura de alimentación (5%)

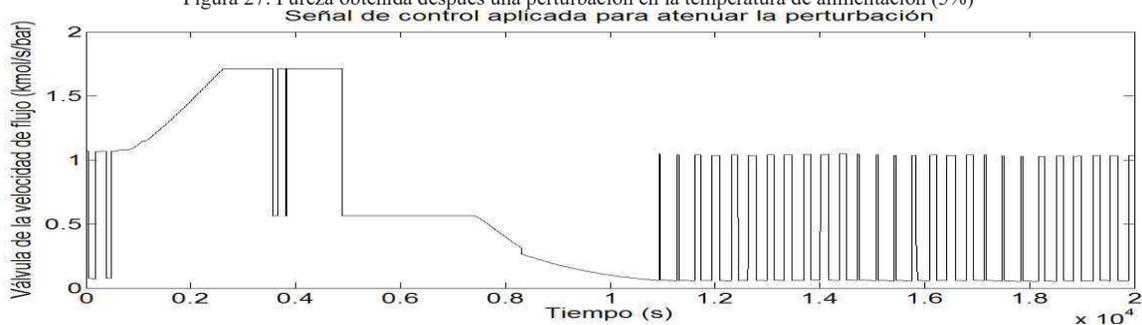


Figura 28: Señal de control para regular la perturbación

Por otra parte las Figuras 29 y 30 presentan una perturbación distinta con un incremento del 1 y 5%, el cual se genera en el tiempo de purga. Se observó que el controlador logra regular la pureza deseada manteniéndola dentro de la trayectoria a pesar de que el efecto de esta perturbación es mayor que la anterior, convergiendo rápidamente a la referencia. Así mismo se observa como la pureza decae cuando no hay control en la planta PSA.

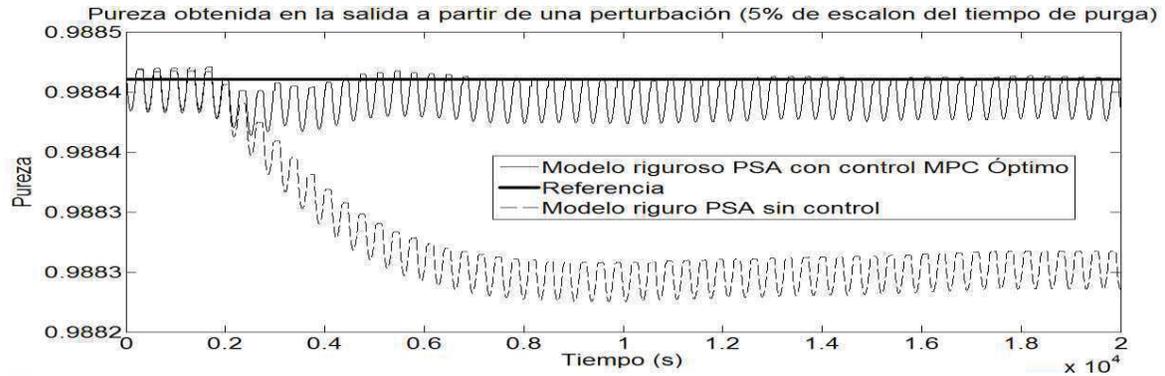
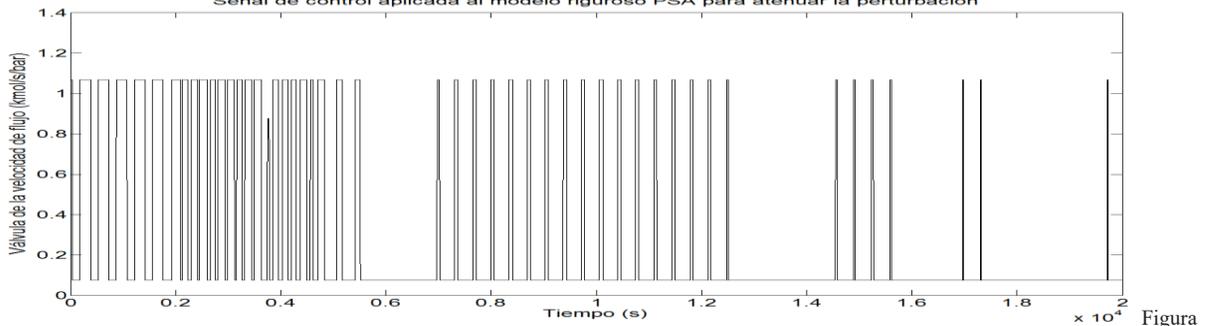


Figura 29: Pureza obtenida después una perturbación en la composición de alimentación
Señal de control aplicada al modelo riguroso PSA para atenuar la perturbación



30: Señal de control para regular la perturbación

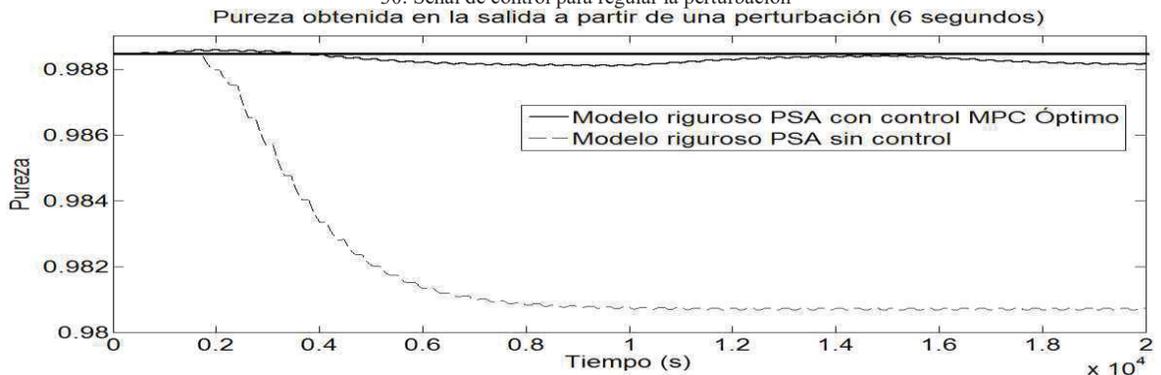


Figura 31: Pureza obtenida después una perturbación en la composición de alimentación

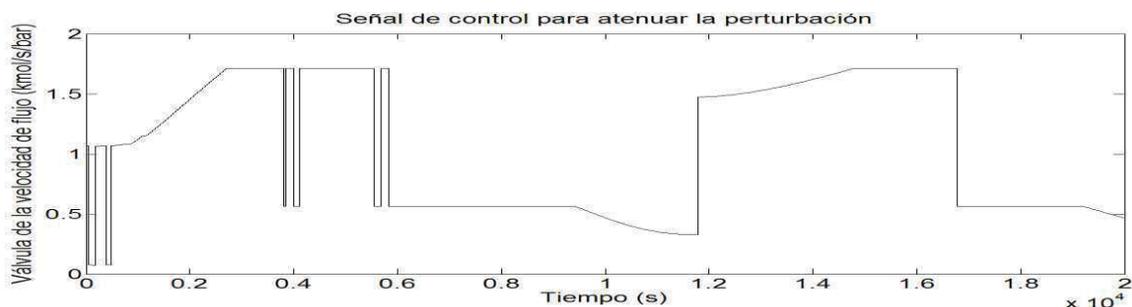


Figura 32: Señal de control para regular la perturbación

El controlador diseñado a partir del modelo reducido (Hammerstein-Wiener) funciona correctamente logrando seguir y mantener la trayectoria deseada a pesar de que el modelo riguroso PSA es un modelo altamente no lineal dada por su naturaleza cíclica (oscilatoria) que presenta en cada ciclo o etapas del proceso. Se logra observar que cada una de las perturbaciones que se presentaron, fueron atenuadas logrando mantener la pureza deseada.

6. Conclusiones

En este trabajo se realizó un estudio paramétrico acerca de que variables afectaban más la pureza obtenida como producto final de los dos lechos, llegando a utilizar una variable que tiene tiempo continuo en los 4 pasos que comprende el ciclo PSA, ya que en otros trabajos realizados se observó que utilizaban el tiempo de purga o adsorción como variable manipulada, el cual presentaba problemas a la hora de que el controlador ajustaba o actualizaba nuevamente el tiempo de las etapas del ciclo. Otro punto importante en este trabajo es la utilización de un modelo Hammerstein-Wiener que capturó las dinámicas importantes del modelo riguroso PSA, el cual a partir de este modelo reducido se logró hacer un buen diseño del controlador. El esquema de control que se presentó es un MPC Óptimo que tiene como objetivo principal seguir la pureza establecida en el menor número de ciclos y un PI para hacer más robustos el proceso PSA atenuando perturbaciones.

El controlador MPC Óptimo fue implementado en la planta PSA para validar su eficiencia y rendimiento donde se mostró que los resultados obtenidos aplicando el controlador para seguir la referencia son factibles. Por otra parte se aplicaron distintas perturbaciones y mostró que ante las distintas incertidumbres presentadas, el controlador atenuó rápidamente estas, logrando regular la pureza en el menor número de ciclos.

Para trabajos futuros, es necesaria la implementación de un sistema MIMO que permita tener en cuenta más entradas y salidas para establecer controladores secundarios haciendo el sistema más robusto ante las perturbaciones.

Referencias

- [1] Bitzer, M. (2005). Model-based Nonlinear Tracking Control of Pressure Swing Adsorption Plants. In T. Meurer, K. Graichen, & E. D. Gilles (Eds.), *Control and Observer Design for Nonlinear Finite and Infinite Dimensional Systems* (Vol. 322, pp. 403–418). Berlin/Heidelberg: Springer-Verlag. <http://doi.org/10.1007/11529798>
- [2] Doong, S. J., & Propsner, P. (n.d.). Effect of Operation Symmetry on Pressure Swing Adsorption Process. *Adsorption*, 4(2), 149–158. <http://doi.org/10.1023/A:1008827218944>
- [3] Jain, S., Moharir, A. S., Li, P., & Wozny, G. (2003). Heuristic design of pressure swing adsorption: a preliminary study. *Separation and Purification Technology*, 33(1), 25–43. [http://doi.org/10.1016/S1383-5866\(02\)00208-3](http://doi.org/10.1016/S1383-5866(02)00208-3)
- [4] Jeong, J., Jeon, H., Ko, K., Chung, B., & Choi, G.-W. (2012). Production of anhydrous ethanol using various PSA (Pressure Swing Adsorption) processes in pilot plant. *Renewable Energy*, 42, 41–45. <http://doi.org/10.1016/j.renene.2011.09.027>
- [5] Jeong, J.-S., Jang, B.-U., Kim, Y.-R., Chung, B.-W., & Choi, G.-W. (2010). Production of dehydrated fuel ethanol by pressure swing adsorption process in the pilot plant. *Korean Journal of Chemical Engineering*, 26(5), 1308–1312. <http://doi.org/10.1007/s11814-009-0226-3>
- [6] Khajuria, H., & Pistikopoulos, E. N. (2011). Dynamic modeling and explicit/multi-parametric MPC control of pressure swing adsorption systems. *Journal of Process Control*, 21(1), 151–163. <http://doi.org/10.1016/j.jprocont.2010.10.021>
- [7] Khajuria, H., & Pistikopoulos, E. N. (2013). Optimization and Control of Pressure Swing Adsorption Processes Under Uncertainty. *AIChE Journal*, 59(1), 120–131. <http://doi.org/10.1002/aic.13783>

- [8] Kupiec, K., Rakoczy, J., & Lalik, E. (2009). Modeling of PSA separation process including friction pressure drop in adsorbent bed. *Chemical Engineering and Processing: Process Intensification*, 48(7), 1199–1211. <http://doi.org/10.1016/j.cep.2009.04.009>
- [9] Latifi, M. A., Salhi, D., & Tondeur, D. (2008). Optimisation-based simulation of a pressure swing adsorption process. *Adsorption*, 14(4-5), 567–573. <http://doi.org/10.1007/s10450-008-9130-0>
- [10] Liu, Y., Delgado, J., & Ritter, J. A. (n.d.). Comparison of Finite Difference Techniques for Simulating Pressure Swing Adsorption. *Adsorption*, 4(3-4), 337–344. <http://doi.org/10.1023/A:1008898019954>
- [11] Peng, H., Couenne, F., & Gorrec, Y. Le. (2011). Robust Control of a Pressure Swing Adsorption Process. In *IFAC Proceedings Volumes (Vol. 44, pp. 7310–7315)*. <http://doi.org/10.3182/20110828-6-IT-1002.02965>
- [12] Pruksathorn, P., & Vitidsant, T. (2010). Production of pure ethanol from azeotropic solution by pressure swing adsorption. *Korean Journal of Chemical Engineering*, 26(4), 1106–1111. <http://doi.org/10.1007/s11814-009-0184-9>
- [13] Simo, M., Brown, C. J., & Hlavacek, V. (2008). Simulation of pressure swing adsorption in fuel ethanol production process. *Computers & Chemical Engineering*, 32(7), 1635–1649. <http://doi.org/10.1016/j.compchemeng>
- [14] Bitzer, M. (2005). Model-based Nonlinear Tracking Control of Pressure Swing Adsorption Plants. In T. Meurer, K. Graichen, & E. D. Gilles (Eds.), *Control and Observer Design for Nonlinear Finite and Infinite Dimensional Systems (Vol. 322, pp. 403–418)*. Berlin/Heidelberg: Springer-Verlag. <http://doi.org/10.1007/11529798>
- [15] Doong, S. J., & Protsner, P. (n.d.). Effect of Operation Symmetry on Pressure Swing Adsorption Process. *Adsorption*, 4(2), 149–158. <http://doi.org/10.1023/A:1008827218944>
- [16] Jain, S., Moharir, A. S., Li, P., & Wozny, G. (2003). Heuristic design of pressure swing adsorption: a preliminary study. *Separation and Purification Technology*, 33(1), 25–43. [http://doi.org/10.1016/S1383-5866\(02\)00208-3](http://doi.org/10.1016/S1383-5866(02)00208-3)
- [17] Jeong, J., Jeon, H., Ko, K., Chung, B., & Choi, G.-W. (2012). Production of anhydrous ethanol using various PSA (Pressure Swing Adsorption) processes in pilot plant. *Renewable Energy*, 42, 41–45. <http://doi.org/10.1016/j.renene.2011.09.027>
- [18] Jeong, J.-S., Jang, B.-U., Kim, Y.-R., Chung, B.-W., & Choi, G.-W. (2010). Production of dehydrated fuel ethanol by pressure swing adsorption process in the pilot plant. *Korean Journal of Chemical Engineering*, 26(5), 1308–1312. <http://doi.org/10.1007/s11814-009-0226-3>
- [19] Khajuria, H., & Pistikopoulos, E. N. (2011). Dynamic modeling and explicit/multi-parametric MPC control of pressure swing adsorption systems. *Journal of Process Control*, 21(1), 151–163. <http://doi.org/10.1016/j.jprocont.2010.10.021>
- [20] Khajuria, H., & Pistikopoulos, E. N. (2013). Optimization and Control of Pressure Swing Adsorption Processes Under Uncertainty. *AIChE Journal*, 59(1), 120–131. <http://doi.org/10.1002/aic.13783>
- [21] Kupiec, K., Rakoczy, J., & Lalik, E. (2009). Modeling of PSA separation process including friction pressure drop in adsorbent bed. *Chemical Engineering and Processing: Process Intensification*, 48(7), 1199–1211. <http://doi.org/10.1016/j.cep.2009.04.009>
- [22] Latifi, M. A., Salhi, D., & Tondeur, D. (2008). Optimisation-based simulation of a pressure swing adsorption process. *Adsorption*, 14(4-5), 567–573. <http://doi.org/10.1007/s10450-008-9130-0>
- [23] Liu, Y., Delgado, J., & Ritter, J. A. (n.d.). Comparison of Finite Difference Techniques for Simulating Pressure Swing Adsorption. *Adsorption*, 4(3-4), 337–344. <http://doi.org/10.1023/A:1008898019954>
- [24] Peng, H., Couenne, F., & Gorrec, Y. Le. (2011). Robust Control of a Pressure Swing Adsorption Process. In *IFAC Proceedings Volumes (Vol. 44, pp. 7310–7315)*. <http://doi.org/10.3182/20110828-6-IT-1002.02965>
- [25] Pruksathorn, P., & Vitidsant, T. (2010). Production of pure ethanol from azeotropic solution by pressure swing adsorption. *Korean Journal of Chemical Engineering*, 26(4), 1106–1111. <http://doi.org/10.1007/s11814-009-0184-9>
- [26] Simo, M., Brown, C. J., & Hlavacek, V. (2008). Simulation of pressure swing adsorption in fuel ethanol production process. *Computers & Chemical Engineering*, 32(7), 1635–1649. <http://doi.org/10.1016/j.compchemeng.2007.07.011>
- [27] Sorcia-Vázquez, F. D. J., Garcia-Beltran, C. D., Valencia-Palomo, G., Guerrero-Ramírez, G.,

- Adam-Medina, M., & Escobar-Jiménez, R. (2015). Control Predictivo Distribuido Óptimo Aplicado al Control de Nivel de un Proceso de Cuatro Tanques Acoplados. *Revista Iberoamericana de Automática E Informática Industrial RIAI*, 12(4), 365–375. <http://doi.org/10.1016/j.riai.2015.07.002>
- [28] Waldron, W. E., & Sircar, S. (n.d.). Parametric Study of a Pressure Swing Adsorption Process. *Adsorption*, 6(2), 179–188. <http://doi.org/10.1023/A:1008925703871>
- [29] Yang, S.-I., Choi, D.-Y., Jang, S.-C., Kim, S.-H., & Choi, D.-K. (2008). Hydrogen separation by multi-bed pressure swing adsorption of synthesis gas. *Adsorption*, 14(4-5), 583–590. <http://doi.org/10.1007/s10450-008-9133-x>

Cap.11 Robótica Básica en el Desarrollo de Interfaces Hombre-Máquina

Carranza Díaz Wendy, Álvarez Alvarado Andrés, Villatoro Cruz María Concepción,
Martínez Guzmán Sonia, Reyes Villavicencio Víctor Alberto.

Departamento de Ingeniería en Sistemas Computacionales.
Tecnológico Nacional de México. Instituto Tecnológico de Minatitlán
Boulevard Institutos Tecnológicos s/n. Col. Buena Vista Norte
Minatitlán, Veracruz

Resumen

El presente artículo expone un caso de éxito en la aplicación de la robótica básica para la carrera de Ingeniería Electromecánica. Surge de la práctica de la materia Introducción a la Programación de 1er semestre de la retícula IEME- 2010-210

Docentes adscritos al área de Ingeniería en Sistemas Computacionales del Tecnológico Nacional de México, Instituto Tecnológico de Minatitlán, que imparten cátedra para la carrera de Ingeniería Electromecánica, han desarrollado prácticas de la asignatura antes indicada para fomentar en el alumnado la creatividad y aplicar el tema 6.- Programación de Interfaces. La competencia específica para este tema consiste en que se comprenda la construcción y el funcionamiento de la comunicación hombre-máquina y otras interfaces. Logrando con ello fomentar otras competencias genéricas como habilidades básicas de manejo de la computadora, capacidad de aplicar los conocimientos en la práctica y habilidades de investigación. Como resultado, los alumnos han obtenido la competencia específica, conocimientos y experiencia tanto en la programación lógica como en el pensamiento creativo al proponer soluciones a problemas reales.

Palabras clave: Robótica básica, Ingeniería Electromecánica, Programación básica, interfaz hombre-máquina

1. Introducción

La robótica ha crecido a niveles vertiginosos hoy en día, y su auge en parte se debe a la diversidad en sus campos de aplicación, tanto en el sector salud, en la seguridad, en la mecánica, en la industria y desde luego, en el ámbito educativo. Es por ello, que el presente artículo, concentra el esfuerzo realizado durante los últimos años en la incursión de prácticas de robótica básica en alumnos de la carrera de Ingeniería Electromecánica. El presente artículo solo se introduce a las nociones de la robótica básica.

La robótica se define de acuerdo con Isaac Asimov en 1940 como la “ciencia que se encarga del estudio de los robots”. La robótica tiene conceptos de sistemas, mecánica, electrónica, informática, inteligencia artificial, matemáticas, entre otras ciencias y es por ello que su amplio campo de aplicación se concentra en la industria. En el caso de la ingeniería electromecánica es un área que fomenta en los alumnos el ser diseñadores de dispositivos electromecánicos y con la ayuda de los diferentes sensores y actuadores robóticos, se pueden implementar estrategias de vanguardia para optimizar procesos productivos. Sin embargo, para que esto se consiga, es importante fomentar en el alumno, la creatividad, una mente abierta y el entusiasmo por aprender a gestionar proyectos para el desarrollo científico y tecnológico para el bienestar social. Es por ello que un grupo de docentes del Tecnológico de Minatitlán, han incursionado en prácticas mediante dispositivos robóticos de la marca

Lego, para fomentar en el alumnado estas destrezas y habilidades, así como formar conocimientos prácticos en el aula.

2. Robótica

Cuando alguien menciona el término Robot es indudable que vienen a la mente imágenes de máquinas trabajando de manera automatizada, para un bien común y programadas para hacer más eficiente el trabajo del hombre. Sin embargo, también tiene su aplicación para cualquier ser vivo, sea en emulación a animales o acciones humanas. Éste término tiene una amplia aceptación para los autómatas y otros dispositivos mecánicos que controlan movimientos específicos. A continuación se mencionan algunos conceptos de robots de autores reconocidos:

“Los robots industriales surgen de la convergencia de tecnologías del control automático y, en particular, del control de máquinas, herramientas, de los manipuladores teleoperados, y de la aplicación de computadores en tiempo real”. (Ollero Baturone, 2001) [1]

“Un sistema robótico se compone de una presencia física (hardware), que contiene en su interior un cierto tipo de sistema computacional, que se basa en un programa (software).” (Bermejo, 2003) [2]

Ambas definiciones combinan no solo la parte física del equipo robótico, sino también la parte programable, y es que para la materia de Introducción a la programación, resulta muy atractivo para los alumnos el aplicar sus conocimientos tanto en su área profesional como en la programación mediante dispositivos robóticos con funcionamientos interesantes.

2.1 Robots para la enseñanza práctica

La robótica puede ser inducida desde muy corta edad, y esto encanta a los pequeños, para ello, puede usarse kits robótica por ejemplo, la última versión de *Lego mindstorm ev3* como el que se muestra en la figura 1. Y los alumnos pueden ensamblar infinitas posibilidades para dar solución a problemas reales en su área profesional.



Figura 1.- Kit de robótica Lego Mindstorm Ev3

Sin embargo, los alumnos también han optado por adquirir piezas electrónicas como la tarjeta Arduino 1 y otros elementos como sensores, servomotores, módulos de bluetooth entre otros materiales a proveedores en línea y programar las interfaces hombre-máquina. Se debe hacer mención que existen otras marcas comerciales para programar robots y que inclusive los alumnos proponen el uso de material de reciclaje para adaptarlos a los robots y entonces presentar soluciones económicas a problemas reales.

A continuación se explica la metodología empleada por un grupo de docentes para las prácticas en el aula.

2.1 Metodología

La metodología que se siguió para poner en práctica la robótica básica en el aula de ingeniería electromecánica consta de los siguientes 5 pasos:

Paso 1.- Pensamiento creativo

En este primer paso, el docente a cargo organiza a los equipos de alumnos, según el número total de asistentes y también según la cantidad de kits que se dispongan. En este primer paso, se insta a los alumnos a fortalecer su competencia de trabajar en equipo, colaborar y proponer ideas nuevas que sean susceptibles de ser aplicadas mediante la programación y la robótica, pero éstas propuestas deben atender casos prácticos de su área: la ingeniería electromecánica. Observar en la figura 2 a alumnos en el aula organizados para trabajar de manera colaborativa.



Figura 2. Pensamiento creativo

Paso 2.- Diseño y ensamble

En ese punto, cada equipo materializa la propuesta, mediante el uso de los kits de robótica o bien, el material de Arduino. Para muestra, se aprecian en la figura 3.- Diseño y ensamble. Se debe mantener organizadas las piezas para una mejor ubicación y rápida localización de todas las piezas a necesitar por equipo.



Figura 3. Diseño y Ensamble

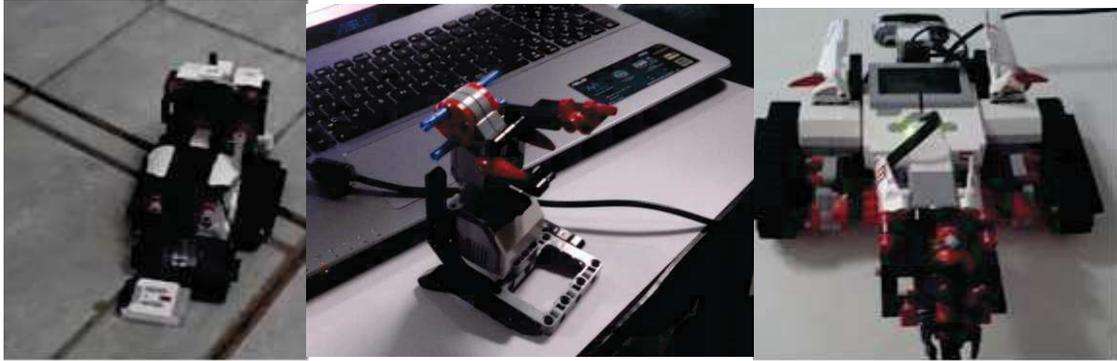


Figura 4. Diseños terminados

Paso 3.- Programación por bloques

El software Ev3 es en donde se programa la vida de los robots diseñados y ensamblados. Por lo tanto para que el robot funcione, se debe realizar un programa, previamente hay que instalar el software de Ev3, el cual se puede descargar desde la página oficial: <https://www.lego.com/es-es/mindstorms/downloads>

Se debe mencionar que los alumnos pueden programar desde su PC o bien desde sus tabletas, además de poder controlar el robot vía remota, a través de un control, o bien desde su celular, lo cual hace mucho más atractivo programar el robot. (Ver Figura 5. Interfaz de programación)

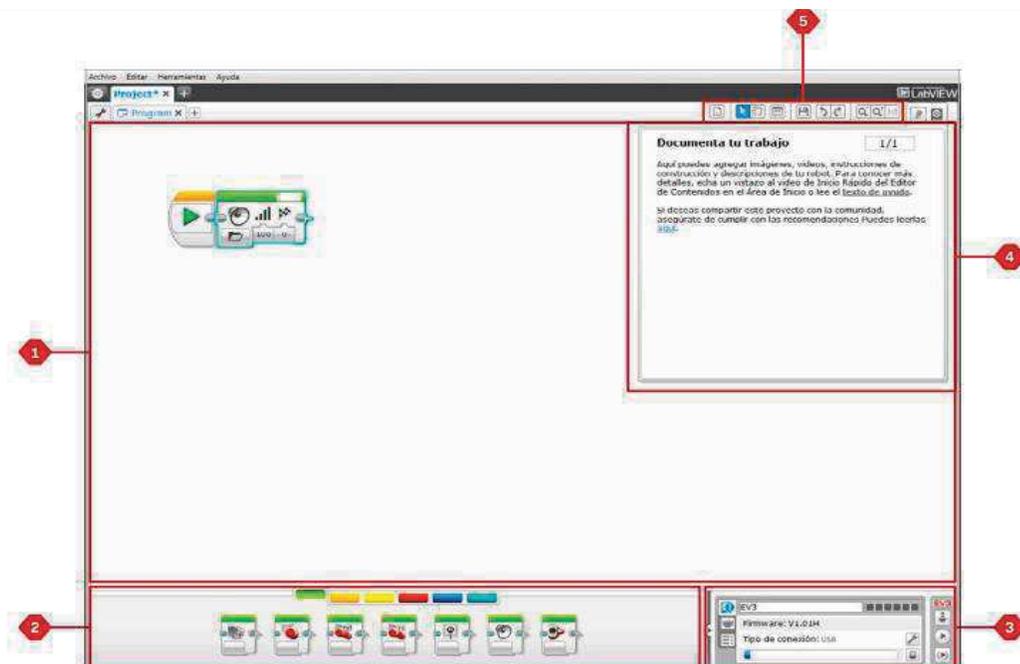


Figura 5. Interfaz programable

El primer punto en la figura 5, corresponde al área del documento, el punto 2, corresponde al a paleta de programación, en el 3er punto es donde se corre el programa. En la sección 4, se indica una descripción y el punto 5, es la barra de programación.

Tal como se aprecia en la figura anterior, aparece una paleta de colores. La programación por bloques está clasificada por colores, muy semejante a la programación con el programa scratch. Los bloques son los siguientes:

Bloques de acción (verde)

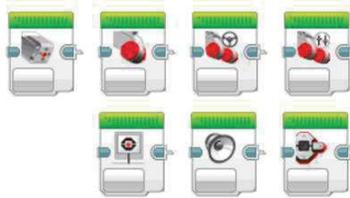


Figura 6.- Bloques de acción

Como su nombre lo indica, los bloques de acción pueden controlar las acciones del robot, según se aprecia en la figura, esto es las rotaciones que hace el motor o bien el ladrillo programable, en cuanto a luz y sonido. (ver figura 5)

Bloques de flujo (naranja)

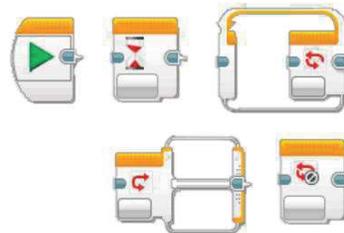


Figura 7. Bloques de flujo

Se cuenta con un bloque de inicio que se observa en la figura 6, el primer bloque que contiene un triángulo verde de play.

Paso 4.- Prueba y error

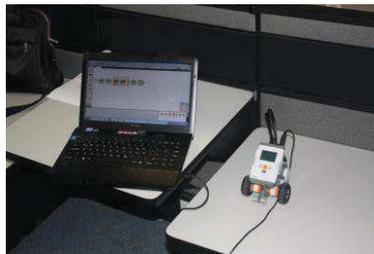


Figura 8. Prueba de programación con el ladrillo programable

En la etapa de prueba y error, se necesita probar muchas veces tanto que el diseño funcione como que la programación funcione lógicamente, esta etapa aunque es desgastante mentalmente, por los posibles errores que surjan, también es la más emocionante al ver el proyecto terminado y funcionando.

Paso 5. Documentación

En la etapa de documentación, se espera que los alumnos por equipo realicen un vídeo para presentar posteriormente en clase, del proyecto terminado y su aplicación en el ámbito de la electromecánica. Esta información, así como el proyecto en sí, puede ser presentada en eventos posteriores.

3. Resultados

Como resultado de cada experiencia educativa, en donde los alumnos realizan su mayor esfuerzo por diseñar y programar sus creaciones, se ha llevado a cabo distintos eventos, como ferias en donde se expone lo creado, y ver el entusiasmo de los pequeños de todas las edades al ver los resultados, es muy emotivo, como muestra observar las siguientes imágenes alentadoras (Ver. Figura 9). Es importante mencionar que además, han logrado participar en esta misma metodología de aplicación, alumnos de otras áreas como los ingenieros en sistemas computacionales, e ingenieros industriales.



Figura 9.- Participación en eventos académicos

4. Conclusiones

Como conclusión, se puede mencionar el entusiasmo por los alumnos, por aprender a utilizar éstas tecnologías, junto con la interfaz de Arduino ha sobrepasado las generaciones y tiene un amplio impacto en la región. El éxito de la aplicación de la robótica básica en el aula, conlleva a la incursión de otros proyectos, del mismo giro. Además, en el presente y futuro, se pretende continuar en el desarrollo de proyectos con impacto social, usando dispositivos aéreos no tripulados, conocidos comúnmente como drones.

Referencias

- [1] Ollero Baturone, A. *“Robótica, Manipuladores y robots móviles”*, Barcelona, Marcombo Boixareu Editores AlfaOmega, 1era edición, España, 2001
- [2] Bermejo, S. *“Desarrollo de robots basados en el comportamiento”*, Barcelona Edicions, 1era edición, España, 2003

Cap.12 Propuesta de Sincronización Local de una Celda de Manufactura Didáctica

Jiménez López Eusebio¹, Urbalejo Contreras Arturo², Luna Sandoval Gabriel³, Luna Acosta Noé², Villa Bracamontes Martín Antonio⁴.

¹CIAAM de la Universidad Tecnológica del Sur de Sonora-IIMM-ULSA NOROESTE.

²CIAAM de la Universidad Tecnológica del Sur de Sonora

³Universidad Estatal de Sonora.

⁴Universidad Tecnológica de Hermosillo.

Resumen

Este artículo presenta la aplicación de las técnicas para la sincronización local de un sistema de manufactura didáctico compuesto por actuadores, robots y una banda síncrona. Las técnicas utilizadas fueron: 1) El método del vórtice, 2) Método de modularización, 3) Método de distribución de sensado y 4) Método de distribución de tiempos. Para lograr realizar la sincronización local o también llamada modular, se partió del conocimiento de una distribución de planta y de una crónica de procesos, así como de un volumen de producción fijo y de tiempos de proceso fijos; posteriormente se distribuyeron sensores a lo largo del recorrido de ida del sistema productivo. El sistema fue partido o modularizado sistemáticamente en dos módulos de producción bajo el concepto de la terna mínima sincronizable. Se aplicó el método del vórtice el cual consiste en una figura cuyos arcos conectan máquinas sucesoras y antecesoras en torno a la máquina principal formando grupos de máquinas. Se propone un diseño de rutas de trabajo de cada máquina a las cuales se les distribuyen en forma sistemática los tiempos de proceso. Todo el proceso de análisis se concentra en tablas de sincronización local, las cuales indica los tiempos de ciclo de cada máquina, los tipos de ciclos y los sensores involucrados. Adicionalmente, se incluye una simulación en FluidSim de los módulos de producción. Los resultados obtenidos producto de la sincronización local se utilizan para diversas aplicaciones, entre ellas para el control de procesos y la sincronización global.

Palabras clave: Automatización, sincronización, sensado, didáctica, sistemas de producción.

1. Introducción

La Manufactura Sincronizada es una forma sistemática que pretende mover los materiales rápida y suavemente por los diversos recursos de una planta en concierto con la demanda del mercado [1]. La Manufactura Síncrona se refiere a todo el proceso de producción trabajando junto, en armonía, para alcanzar los objetivos de la empresa; el énfasis está en el desempeño total del sistema [2]. El término "sincronización" en la fabricación se refiere a la provisión de los componentes correctos a las etapas de producción subsiguientes en el momento adecuado en el tiempo. Se supone ampliamente que la sincronización es beneficiosa para el rendimiento logístico de los sistemas de fabricación [3]. Este mismo concepto puede ser adaptado a procesos de sincronización similares, por ejemplo, a los sistemas de producción que deben cumplir los volúmenes de producción en tiempo y forma. Para que un volumen de producción pueda ser cumplido, es necesario que la maquinaria, insumos, procesos y operaciones actúen en forma coordinada [4], esto es, que las etapas de la producción puedan ser controladas de acuerdo con la tasa de producción unitaria o con el Tiempo de Producción Unitario (TpU).

Toda manufactura sincronizada debe tener asociado un sistema tecnológico que permita operar la maquinaria de manera tal que se cumplan los volúmenes de producción. Esto es, la sincronización en una empresa debe estar darse en y entre los sistemas que la conforman. Entre dichos sistemas están las líneas de producción. Una línea de producción está compuesta de maquinaria, de flujos de materiales o materias primas, recursos humanos, etc., todos estos elementos deben coordinarse, planearse, manejarse y controlarse de manera tal que la producción este sincronizada, esto es, que los volúmenes de producción sean cumplidos, o que la producción unitaria sea satisfecha [5]. Es posible modelar los problemas de la sincronización en una empresa en partes o sistemas, por ejemplo, el sistema de producción puede ser analizado y sincronizado, en una primera etapa, independientemente de los procesos administrativos, o bien intentar sincronizar todo de manera holística.

Por otro lado, uno de los principales problemas que se presenta en la planeación operacional de sistemas productivos, es la sincronización de las operaciones y procesos, entendida como *aquel conjunto de procedimientos sistemáticos orientados a coordinar, planear, manejar, distribuir y controlar las operaciones de la maquinaria de un sistema productivo de tal forma que los volúmenes de producción sean satisfechos en el tiempo acordado* [4,5]. El objetivo central de un sistema de manufactura es generar productos con los estándares de calidad preestablecidos y bajo volúmenes de producción controlados. Es decir, el sistema debe satisfacer, durante el proceso de manufactura, el Tiempo de Producción Unitaria (TpU). La sincronización de operaciones y procesos tiene como principal propósito distribuir los tiempos de proceso sobre cada una de las rutas de trabajo de la maquinaria que componen una línea de producción de tal forma que dicha distribución satisfaga el TpU.

La distribución de tiempos sobre las rutas de trabajo generalmente no se realiza aplicando una metodología que implique el análisis de trayectoria, sino que es común realizarla a prueba y error, o bien utilizando métodos de tiempos y movimientos (métodos comunes en la Ingeniería Industrial). En [4] se ha propuesto una metodología para distribuir sistemáticamente los tiempos de procesos sobre las rutas de operación de la maquinaria que compone un sistema de producción secuencial. Esta metodología se ha probado en sistemas productivos didácticos e industriales [6, 7]. Sin embargo, la metodología requiere ser probada en otras aplicaciones para confirmar su generalidad.

En este artículo, se aplica la metodología desarrollada en [4], para sincronizar localmente una línea de producción didáctica bajo el Proyecto PROMEP UTSSON-CA-4. Los resultados de dicha sincronización serán utilizando para modelar y simular el control y la sincronización global en otro trabajo como el presente [8].

2. Metodología de la sincronización local y consideraciones

Para realizar la sincronización local de procesos se utilizarán los pasos siguientes [4, 9, 10]:

- 1) Diseño de la distribución de planta del sistema productivo.
- 2) Análisis de los tiempos de proceso, flujo de producción y volumen de producción.
- 3) Descripción de una crónica de proceso.
- 4) Distribución de sensores de ida.
- 5) Modularización de las líneas de producción.
- 6) Desarrollo de vórtices de sincronización.
- 7) Distribución de los tiempos de proceso en los ciclos de operación.
- 8) Generación de las tablas de sincronización local.

Además, las consideraciones siguientes deben satisfacerse:

- 1) Los tiempos de proceso se consideran en números enteros (no hay tiempos fraccionarios).
- 2) El sensado es perfecto.
- 3) El volumen de producción es fijo y conocido.
- 4) Los tiempos fijos de proceso son fijos y conocidos.

- 5) No se consideran los perfiles de trayectoria asociados con los ciclos operativos de la maquinaria.
- 6) La operación de las máquinas es perfecta.

En relación con la manufactura sincronizada se tienen las consideraciones siguientes [4]:

- 1) El sistema considerado se refiere a la parte operacional de la línea de producción por lo que la sincronización referente a las actividades administrativas no son consideradas.
- 2) La sincronización se realiza sobre la máquina o sistema más lento en la línea de producción.
- 3) El enfoque será sobre la sincronización del flujo.
- 4) La restricción global de sincronización se sintetiza de la manera siguiente: un sistema se dice sincronizado local y globalmente si la diferencia temporal entre la primera pieza fabricada en el sistema y la segunda es el TpU .

3. Distribución de planta, crónica de proceso y modularización.

Para sincronizar localmente una línea de producción, de acuerdo con la metodología desarrollada en [4], es necesario contar con una distribución de planta y una crónica de proceso. La Figura 3.1 muestra la distribución de planta de la celda motivo de estudio.

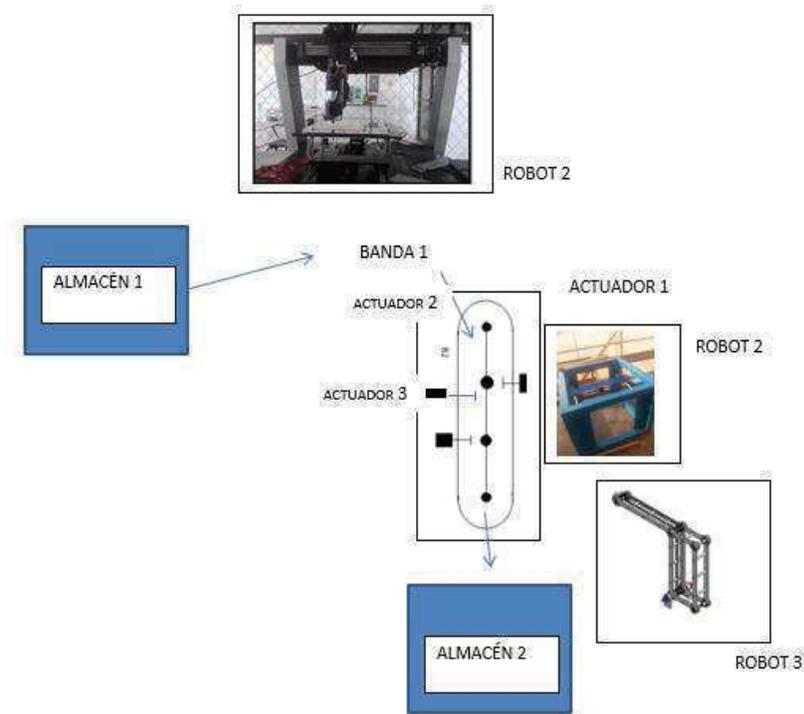


Figura 3.1 Distribución de planta

Una crónica de proceso es una narrativa del tránsito de la pieza de trabajo por toda la línea de producción y la descripción de las operaciones de las máquinas [4]. La crónica de proceso en una primera etapa es una narrativa general. Para el caso del sistema productivo en estudio la crónica de proceso es la siguiente:

La pieza de trabajo mostrada en la Figura 3.2 se localiza en el almacén de materias primas (Almacén 1). El robot cartesiano R_1 mostrado en la Figura 3.1 transporta la pieza hacia la banda B_1 (0-1). Posteriormente, la banda B_1 transporta la pieza hacia un lugar sobre la misma banda donde el actuador

A_1 realiza la operación de etiquetado (O_1) en 5 seg (1-2). Una vez realizada la operación O_1 (a-2), la banda B_1 transporta la pieza de trabajo a otra posición (2-3) en donde el actuador A_2 realiza la segunda operación de etiquetado (O_2) en 4 seg (b-3). Después de haberse ejecutado O_2 , la banda B_1 mueve la pieza a otra posición en su extremo (3-4) en donde el actuador A_3 desplaza la pieza hacia la mesa del robot R_2 (4-5), el cual realiza la operación de impresión en 10 seg (O_3) sobre la trayectoria (c-5). Terminada la operación O_3 , el robot R_3 transporta la pieza hacia el almacén de productos terminados (5-6). El TpU es de 30 seg/pieza.

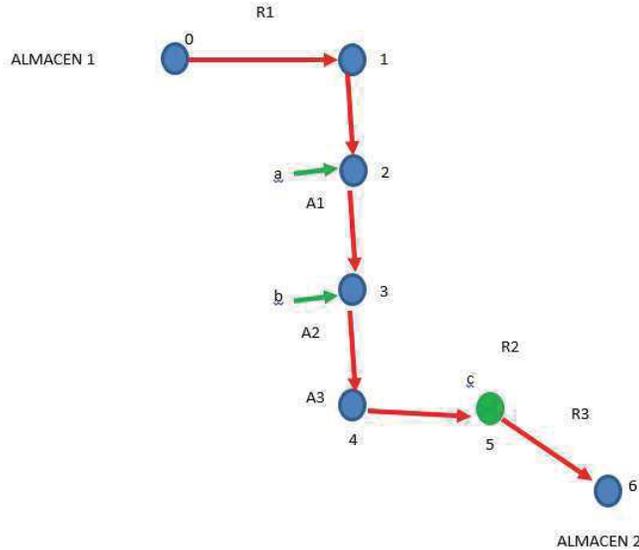


Figura 3.2 Distribución de planta para la crónica de proceso.

Para poder tener control sobre las piezas y las máquinas que componen el sistema, es necesario considerar sensores. Existe una clasificación y distribución de elementos de sensando, esto es, el conjunto de sensores se clasifican en [4]: 1) Sensores principales (localizados en cada posición estratégica donde se localiza la pieza de trabajo), 2) Sensores de completud (sensores que completan el recorrido de ida de la pieza normalmente asociados a regresos de las máquinas principales), 3) Sensores bandera (utilizados para condiciones de control, paros de emergencia y sincronización global) y 4) Sensores de sincronización (generalmente son sensores principales que identifican los inicios y términos de cada módulo. En relación con la distribución de dichos sensores, primero se colocan los principales (cada uno ubicado en una posición estratégica) y solo sensan piezas (ver Figura 3.2), además en un principio estos sensores solo detectan piezas y dan orden a la máquina siguiente. Posteriormente, se realiza una crónica de sensado de ida y se verifica que todas las máquinas tengan un sensor asociado que les de arranque. Por cada máquina que no tenga asociado un sensor de arranque se coloca un sensor de completud en las trayectorias de regreso. Para el caso de la línea de producción motivo de estudio, se requirieron siete sensores principales (S_i) y tres de completud (X_i) como se muestra en la Figura 3.3. Los sensores bandera y de sincronización no se utilizan para la sincronización local.

En relación con la modularización de la línea de producción, es necesario precisar que toda partición sistemática de un sistema de manufactura que incluya máquinas, sensores, materias primas y flujos de proceso se considera módulo de producción. Para el caso de la metodología propuesta en [4], la modularización se realiza bajo el siguiente procedimiento: 1) Se localizan las máquinas principales, 2) Se forma una terna mínima sincronizable cuyo centro es una máquina principal a la cual se le asocian una máquina antecesora y otra sucesora, 3) Se colocan máquinas sucesoras o antecesoras a cada terna considerando que una máquina no puede pertenecer a más de una partición. Una vez completado el proceso se genera un módulo de producción. La Figura 3.3 muestra los módulos de producción asociados a la celda de producción motivo de estudio. Cabe mencionar que se pueden dar casos en que más de una máquina principal esté asociada a un solo módulo.

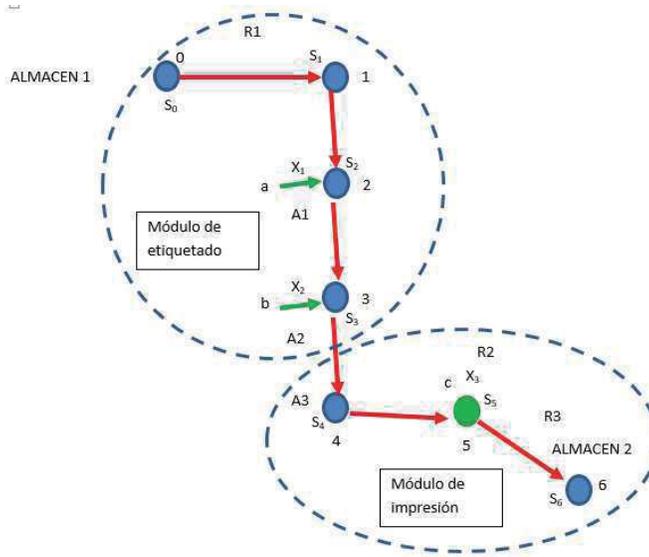


Figura 3.3 Sensado de ida y modularización.

4. Vórtices y distribución de tiempos

La modularización de una línea de producción es importante en el sentido de que permite estudiar los módulos por separado, lo que facilita el análisis y el modelado. Además, las máquinas de cada módulo pueden ser relacionadas por medio de una figura geométrica denominada vórtice [4, 9, 10]. Para relacionar las máquinas por medio de la técnica del vórtice, es necesario colocar en secuencia todas las máquinas (también pueden ser operaciones), posteriormente se marca la máquina principal de máxima jerarquía (que puede ser la misma bajo la cual se realizó la modularización o bien otra máquina principal o aquella que tenga el tiempo fijo mayor). La máquina marcada se relaciona mediante un arco ya sea con su máquina antecesora o sucesora (el sentido del vórtice se da preferentemente hacia donde existen más máquinas). Los arcos se siguen añadiendo hasta que la totalidad de las máquinas queden relacionadas. Para el caso de la celda en estudio, los vórtices asociados son los mostrados en la Figura 4.1.

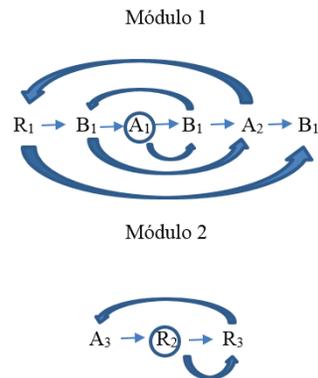


Figura 4.1 Vórtices modulares.

Cada arco representa un grupo de sincronización, iniciando por el grupo cero que lo conforma solo la máquina principal marcada y el último grupo debe integrar todas las máquinas del módulo. Para el caso de estudio en este artículo los grupos de sincronización son los siguientes:

- Módulo 1:

- 1) $G0 = \{A1\}$
- 2) $G1 = \{G0, B1\} = \{A1, B1\}$
- 3) $G2 = \{B1, G1\} = \{B1, A1, B1\}$
- 4) $G3 = \{G2, A2\} = \{B1, A1, B1, A2\}$
- 5) $G4 = \{R1, G3\} = \{R1, B1, A1, B1, A2\}$
- 6) $G5 = \{G4, B1\} = \{R1, B1, A1, B1, A2, B1\}$

- Módulo 2:

- 1) $G0 = \{R2\}$
- 2) $G1 = \{G0, R3\} = \{R2, R3\}$
- 3) $G2 = \{A3, G1\} = \{A3, R2, R3\}$

Una vez generados los grupos de sincronización, es necesario diseñar y caracterizar los ciclos de operación de cada máquina [10]. La Figura 4.2 muestra un ejemplo de un ciclo de operación. Un ciclo de operación está compuesto de rutas o trayectorias. A las rutas de acercamiento y operación principal se les llama rutas de ida, en tanto a los regresos se las denominan rutas de regreso. Los tiempos asignados también se clasifican en tiempos de ida (+) y tiempo de vuelta (-). Los regresos se pueden dividir en regreso primario y regreso secundario. El regreso primario generalmente es sumado al tiempo de ida (aunque es de regreso) y el tiempo secundario es que se asigna a la ida de las máquinas del primer grupo. Además, los ciclos de operación pueden ser continuos (la máquina no se detiene), intermitentes (existe un tiempo en donde la máquina está en reposo o bien de ida pura, como el caso de las bandas) [4].

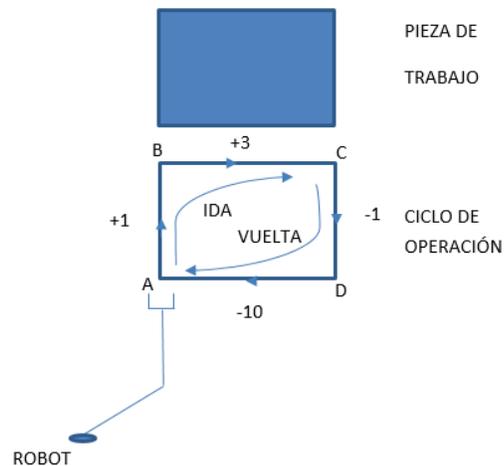


Figura 4.2 Diseño de un ciclo de operación.

Por otro lado, a cada máquina de cada grupo se les distribuyen los tiempos de proceso según el siguiente procedimiento [4, 9, 10]: 1) Se selecciona la máquina marcada y se diseñan sus rutas de trabajo, 2) Se distribuye primeramente sobre su trayectoria el tiempo fijo de la operación principal, 3) Se resta del TpU el tiempo fijo ya distribuido y el resto se coloca en las trayectorias de acercamiento y retiro considerando dejar todo el máximo tiempo al regreso de la máquina, 4) La suma de tiempos asignados a las trayectorias debe ser menor o igual al TpU y dicha distribución debe mantenerse fija, 5) Se selecciona la máquina del grupo $G1$ y se procede a distribuir los tiempos considerando asignar todo el tiempo de vuelta o de regreso de la máquina del grupo $G0$ a las

trayectorias de ida de la máquina del grupo 1, 6) El tiempo de vuelta de la máquina del grupo 1 se calcula y se asigna restando el tiempo de ida del TpU , 7) Se debe verificar que la suma de tiempos de ida entre las máquinas del grupo 0 y 1 sea el TpU , 8) Se selecciona la máquina del grupo 2 del módulo y se le asigna una porción del tiempo de ida de la máquina del grupo 1 (dicha asignación debe ser revisada de tal forma que los parámetros admisibles de operación no sean críticos), 9) El tiempo de vuelta de la máquina del grupo 2 se calcula y se asigna de forma similar al paso 6), 10) Se debe verificar nuevamente que la sumatoria de los tiempos de ida de las máquinas sea el TpU , 11) Se utiliza el mismo procedimiento descrito en los pasos 8), 9) y 10) para el resto de las máquinas del módulo. La Figura 4.3 A) muestra el ciclo y al distribución de tiempos sobre la máquina del grupo G0 del módulo 1 y la Figura 4.3.B) muestra los tiempos del grupo G1. La Figura 4.4 A) muestra todos los tiempos distribuidos del módulo 1 y la Figura 4.4 B) muestra los tiempos del módulo 2.

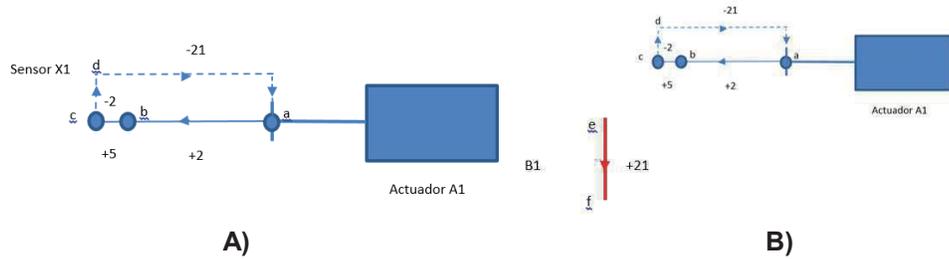


Figura 4.3 Distribución de tiempo en: A) Grupo G0 y B) Grupo 1

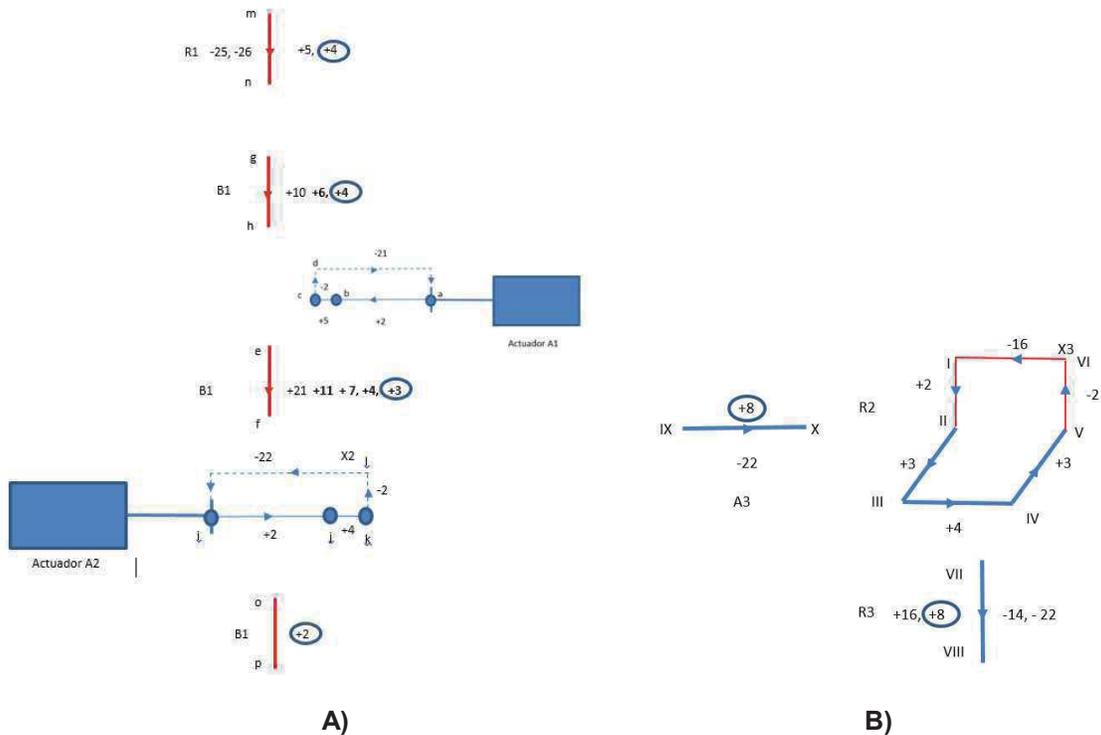


Figura 4.4 Distribución de tiempo en: A) Módulo 1 y B) Módulo 2.

5. Tabla de sincronización local

La información de todo el proceso de distribución de tiempos, sensores y ciclos debe ser concentrada en un esquema operativo, ya que dicha información será utilizada para el diseño de la

sincronización global [8]. Este esquema se denomina tablas de sincronización local [4]. La Tabla 5.1 muestra la sincronización local del sistema productivo.

Tabla 5.1. Tabla de sincronización local.

MÓDULO 1						
Máquina	Tiempos de ida y vuelta	Tipo de ciclo y tiempo de espera	Sensores	Tiempos fijos	Sumatoria de tiempos fijos	TpU
R1	+4 -26	Intermitente -6 TE: 20	S0-S1	N/A	4seg	30s/p
B1	+4	Ida pura	S1-S2	N/A	8seg	30s/p
A1	+7, ±2 -21	Intermitente -7 TE: -14	S2-X1	+5	16seg	30s/p
B1	+3	Ida pura	X1-S3	N/A	19seg	30s/p
A2	+6, ±2 -22	Intermitente -10 TE: -12	S3-X2	+4	27seg	30s/p
B1	+2	Ida pura	X2-S4	N/A	30seg	30s/p
MÓDULO 2						
A3	+8 -22	Intermitente -4 TE: -18	S4-S5	N/A	8seg	30s/p
R2	+12, ±2 -16	Intermitente -4 TE: -12	S5-X3	+ 10	22seg	30s/p
R3	+8 -22	Intermitente -6 TE: -16	X3-S6	N/A	30seg	30s/p

Cabe mencionar algunas consideraciones sobre el proceso de la sincronización local realizado al sistema productivo motivo de estudio.

- La tabla de sincronización (ver Tabla 5.1) concentra la información más relevante e importante derivada del proceso de distribución de tiempos sobre los elementos que componen la línea de producción.
- Cada ciclo operativo debe ser representado en la sincronización global.
- Por facilidad los tiempos fueron considerados como unitarios (no hay tiempo fraccionario).
- La distribución de tiempos no es única ni tampoco el diseño de las trayectorias de las máquinas.
- La distribución de tiempos se realizó sólo considerando los parámetros admisibles de la maquinaria. Sin embargo, para sincronizaciones industriales se requiere realizar un estudio completo de tiempos y movimientos.
- En una modelación real cada ruta de trabajo debe ser considerada en la sincronización local.
- Los sensores de ida solo deben ser considerados para sensado para el cual son caracterizados.
- El modelado de la sincronización local puede ser realizado tomando en consideración las máquinas o las operaciones.

Finalmente, el Apéndice A muestra una simulación en Fluid Sim de la sincronización local.

6. Conclusiones

En este artículo se ha presentado la aplicación de la metodología de la sincronización local desarrollada en [4, 9, 10] a una celda de manufactura didáctica. Las principales conclusiones se resumen en los puntos siguientes:

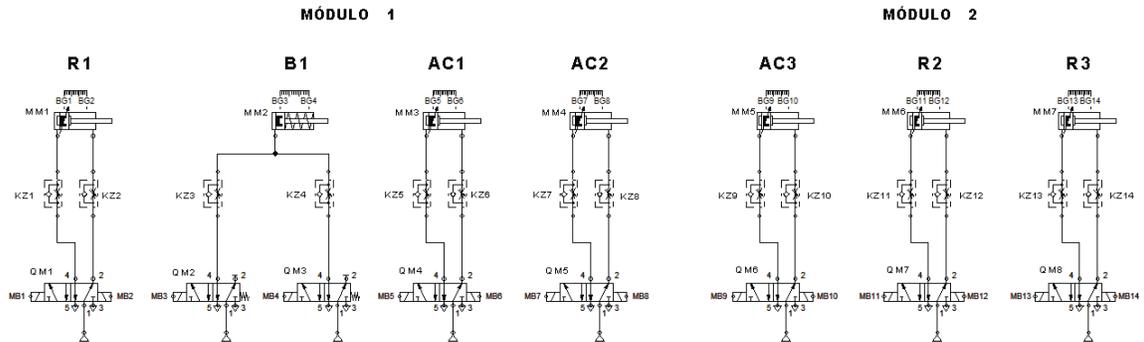
- La metodología del vórtice permite relacionar sistemáticamente máquinas sucesoras con antecesoras partiendo de la máquina que se haya seleccionado como principal.
- El modelado de la sincronización local se puede realizar por máquina o por operación de manufactura.
- La metodología de sincronización es independiente del: tipo de sensor, tipo de máquina y del tipo de operación de manufactura.
- La metodología de sincronización es práctica en el sentido que puede aplicarse diversos tipos de líneas de producción siempre que sean secuenciales.
- La sincronización de procesos es necesaria para complementar la documentación de la automatización, pues esta incluye el análisis de tiempos.
- Sin el análisis de los tiempos la automatización no tiene sentido, pues al final todo proceso de manufactura se rige por los volúmenes de producción.

Referencias

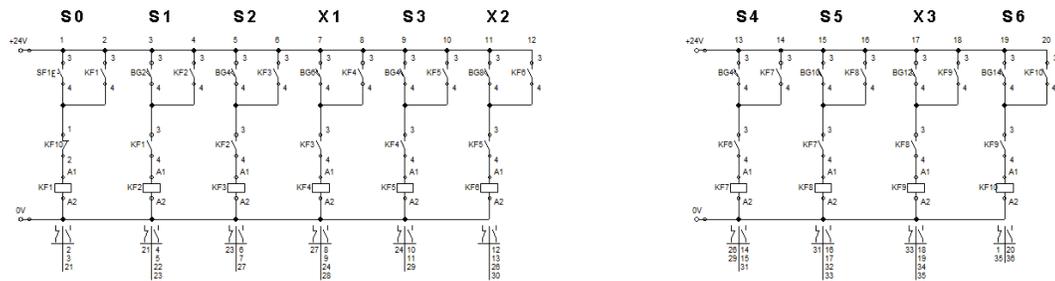
- [1] Goldratt, E. y Fox R. *“La Carrera: en busca de las Ventajas Competitivas”*. 2ª edición en español. Ediciones Castillo. México. 2002.
- [2] Chase, R., Aquilano, N. y Jacobs, R. *“Synchronous Manufacturing”*. Tenth Edition, pp 673- 700. 2003.
- [3] Chankov, S., Thorsten, M. and Bendul, J. *“Synchronization in manufacturing systems: quantification and relation to logistics performance”*. International Journal Of Production Research, Vol. 54 , Iss. 20. pp. 6033-6051. 2016.
- [4] Jiménez, E., Reyes, L., Galindo, F., García, D., González, I., Hito, O., Mercado, I. *“Sincronización local y global de sistemas productivos seriales”*, Informe interno de investigación, Universidad la Salle Noroeste. 2013.
- [5] Jiménez, E., González, L., Cotri, B., Núñez, E., Quiroz, A., Encinas, O., Urbalejo, A., Reyes, L. *“Aplicaciones didácticas de la sincronización global de líneas de producción seriales en sistemas MPS”*. Eleventh LACCEI Latin American and Caribbean Conference for Engineering and Technology (LACCEI'2013) *“Innovation in Engineering, Technology and Education for Competitiveness and Prosperity”*. August 14 – 16. Cancún, México. 2013.
- [6] García, D. *“Planeación operacional de una celda de manufactura didáctica”*. México. Tesis de Maestría en Ingeniería Mecánica. UNAM, Facultad de Ingeniería, División de Estudios de Posgrado, Sección Mecánica. 2003.
- [7] Jiménez, E., Reyes, L., González L., Hito, O., Mercado, F. *“Sincronización Local de una Línea de Producción Industrial”*, SOMIM 2004, Querétaro, México. 2004.
- [8] Jiménez, E., Urbalejo, A., Servín, D., Luna, N., Villa, M. *“Propuesta de sincronización global y control de una celda de manufactura didáctica”*, Congreso de la AMM, Poza Rica, Veracruz. (En revisión). 2017.
- [9] Jiménez, E., Reyes, L., Galindo, F., Ruelas, E., Lie, L. *“Métodos para la sincronización local y global de sistemas productivos”*. Global Congress on Manufacturing and Management. GCMM. Brasil. 2006
- [10] Jiménez, E., Martínez, F., Martínez, V., Pérez, S., Ochoa, J., Reyes, L, Madrid, A. *“Application of the Software Fluid - Sim to Simulate the Synchronization of Productive Systems Serials: The Case of the Test of the Automatic Cycle”*. ICECE. Brasil. 2010.

Apéndice A.

DISTRIBUCIÓN DE PLANTA



ETAPA DE CONTROL



ETAPA DE POTENCIA

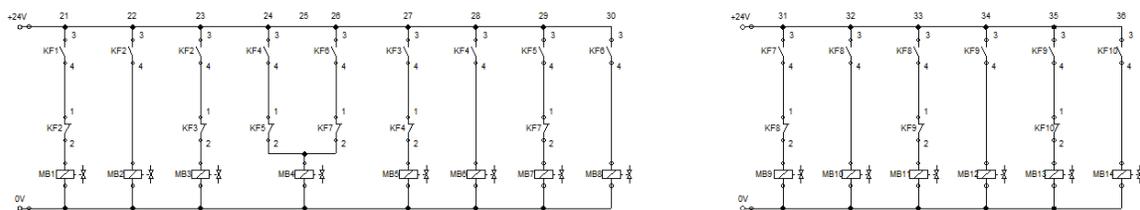


Figura A.1. Simulación en FluidSim de la sincronización local.

Cap. 13 Propuesta de Sincronización Global y Control de una Celda de Manufactura Didáctica

Jiménez López Eusebio¹, Urbalejo Contreras Arturo², Daniel Servín de la Mora Pulido³, Luna Acosta Noé², Duarte Delgado Sergio Octavio⁴.

¹CIAAM de la Universidad Tecnológica del Sur de Sonora-IIMM-ULSA NOROESTE.

²CIAAM de la Universidad Tecnológica del Sur de Sonora.

³Universidad La Salle Noroeste.

⁴Universidad Tecnológica de Hermosillo.

Resumen

Este artículo presenta la aplicación de las técnicas para la sincronización global de un sistema de manufactura didáctico compuesto por actuadores, robots y una banda síncrona. Las técnicas utilizadas fueron: 1) Metodología de la sincronización local, 2) Método del CBOR (Código Binario Operacional Referencial), 3) Método para distribución de sensores y 4) Método para la generación del sistema de control. Se partió de tablas de sincronización local ya conocidas, generadas por un TpU (Tiempos de Producción Unitario) fijo y conocido. Posteriormente, fueron generadas las matrices del CBOR (Matriz tiempo-sensado y Matriz Maquinaria-Tiempo) y llenadas con el código (0,1). Se insertaron las líneas de control sobre las filas que componen el CBOR. En cada línea de control se activa uno o más sensores cuyas señales son utilizadas para generar las ecuaciones de estado. Fueron insertados sensores bandera sobre la matriz CBOR y se realizó un superposición de módulos con lo cual se sincronizó globalmente el sistema productivo a TpU. Para mostrar los resultados de la sincronización global se simuló el proceso en el software FluidSim. Los resultados obtenidos muestran que el método del CBOR es útil y eficiente para el control de sistemas secuenciales.

Palabras clave: Automatización, sincronización, sensado, didáctica, sistemas de producción.

1. Introducción

Actualmente la automatización para los procesos industriales constituye uno de los objetivos más importantes de las empresas en la siempre incesante tarea de la búsqueda de la competitividad en un entorno cambiante y agresivo. La automatización de un proceso industrial consiste en la incorporación al mismo, de un conjunto de elementos y dispositivos tecnológicos que aseguren su control y buen comportamiento [1]. La automatización industrial es un conjunto de técnicas basadas en sistemas capaces de recibir información del proceso sobre el cual actúan, realizar acciones de análisis, organizarlas y controlarlas apropiadamente con el objetivo de optimizar los recursos de producción, así como los materiales, humanos, económicos, financieros, etc. La automatización de una empresa dependiendo del proyecto, puede ser parcial o total, y se puede ajustar a procesos manuales o semi-automáticos. La automatización de plantas industriales es un aspecto muy importante en el crecimiento de las empresas ya que se ven en la necesidad de:

- Incrementar el volumen de producción.
- Ofrecer productos de mejor calidad.
- Optimizar el consumo de energía.

La principal razón de automatizar es el incremento de la productividad, ello se logra racionalizando las materias primas e insumos, reduciendo los costos operativos, reduciendo el consumo energético, incrementando la seguridad en los procesos, optimizando el recurso humano en la empresa y mejorando el diagnóstico, supervisión y control de calidad de la producción [2]. Dentro

del campo de la automatización de procesos industriales, un área de gran importancia se refiere al diseño de controladores de sistemas de eventos discretos, entendiendo por un sistema de este tipo a aquél que se caracteriza por poseer un espacio de estado discreto, a la vez que su evolución de un estado a otro viene determinada por la ocurrencia asincrónica de eventos en el transcurso del tiempo. Debido a las ventajas demostradas durante muchos años, el controlador lógico programable, autómatas programables o PLC (de las siglas en inglés para Programmable Logic Controller) se ha convertido en el principal controlador de sistemas de eventos discretos (o “controlador secuencial”) dentro del medio industrial moderno, situación que no parece verse amenazada, ni siquiera en el mediano plazo [3]. El PLC es una herramienta de control clave, pues en ella se programan las distintas secuencias operativas y de control, y sobre todo de sincronización de eventos en los sistemas de manufactura.

Por otro lado, la sincronización de procesos industriales es una actividad crucial en toda empresa que tenga líneas de producción semi-automatizadas y automatizadas, pues de ella depende la satisfacción de los volúmenes de producción. Por tal motivo, la sincronización debe realizarse de forma sistemática utilizando todos los métodos y las herramientas posibles. Uno de los principales problemas que se presenta en la planeación operacional de sistemas productivos, es la sincronización de las operaciones y procesos [4]. La sincronización se divide en local o modular y global [5]. La sincronización local es la encargada de diseñar y distribuir los tiempos sobre las rutas de trabajo módulo a módulo; en esta sincronización las piezas son producidas k veces el TpU donde k es el número de módulos. Puesto que en realidad se requiere que las piezas se generen a TpU , es necesario implementar la sincronización global, la cual es la encargada de garantizar que la diferencia temporal entre la primera pieza de trabajo que sale fabricada y la segunda sea el TpU .

En [4, 5] se desarrolló una metodología para sincronizar local y globalmente sistemas productivos seriales y secuenciales. Dichas metodologías fueron probadas en celdas de manufactura didácticas e industriales. Sin embargo, la metodología no presenta orientación hacia la construcción de las ecuaciones de estado.

En este artículo se modela la sincronización global y el control de una celda de manufactura didáctica compuesta por robots, actuadores y bandas bajo el Proyecto PROMEP UTSSON-CA-4, aplicando la metodología desarrollada [4] y simulando el proceso en el software FLUID SIM. Adicionalmente, se propone una metodología para la construcción de ecuaciones de estado.

2. La Sincronización local.

La sincronización de procesos se entiende como *aquel conjunto de procedimientos sistemáticos orientados a coordinar, planear, manejar, distribuir y controlar las operaciones de la maquinaria de un sistema productivo de tal forma que los volúmenes de producción sean satisfechos en el tiempo acordado* [4,5]. En otras palabras, la sincronización de procesos se encarga de sistematizar los tiempos sobre las rutas de trabajo de tal manera que cada pieza cumpla con el Tiempo de Producción Unitaria (TpU). La sincronización de procesos debe llevarse paso a paso, en forma modular y en forma global. De hecho la sincronización local es la base para llevar a cabo la global, pues la primera genera la información base que debe ser tomada en cuenta para el control de procesos. En relación con la sincronización local, esta tiene por objetivo distribuir los tiempos de procesos sobre los ciclos de operación de cada máquina previamente diseñados. Para el caso de la celda de producción motivo de estudio (ver Figura 2.1), la sincronización local se realizó en [6], cuyo resumen está contenido en la Tabla 2.1.

Con la información de los tiempos, sensado y ciclos operativos, se desarrollará un esquema de representación binaria denominado CBOR (Código Binario Operación Referencial) el cual se utiliza para diseñar la sincronización global.

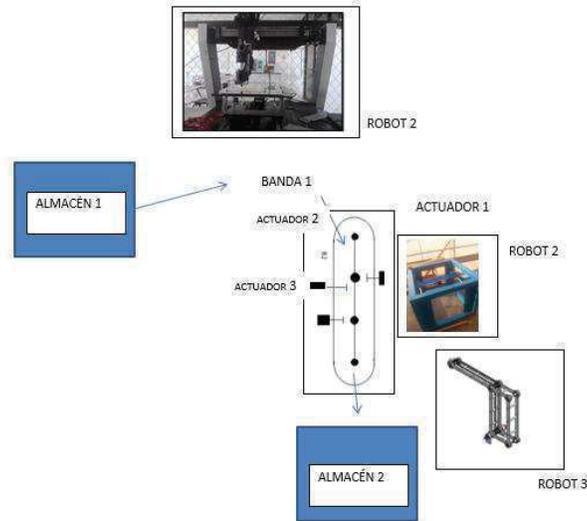


Figura 2.1 Distribución de planta de la celda de manufactura

MÓDULO 1						
Máquina	Tiempos de ida y vuelta	Tipo de ciclo y tiempo de espera	Sensores	Tiempos fijos	Sumatoria de tiempos fijos	TpU
R1	+4 -26	Intermitente -6 TE: 20	S0-S1	N/A	4seg	30seg/p
B1	+4	Ida pura	S1-S2	N/A	8seg	30seg/p
A1	+7, ±2 -21	Intermitente -7 TE: -14	S2-X1	+5	16seg	30seg/p
B1	+3	Ida pura	X1-S3	N/A	19seg	30seg/p
A2	+6, ±2 -22	Intermitente -10 TE: -12	S3-X2	+4	27seg	30seg/p
B1	+2	Ida pura	X2-S4	N/A	30seg	30seg/p
MÓDULO 2						
A3	+8 -22	Intermitente -4 TE: -18	S4-S5	N/A	8seg	30seg/p
R2	+12, ±2 -16	Intermitente -4 TE: -12	S5-X3	+ 10	22seg	30seg/p
R3	+8 -22	Intermitente -6 TE: -16	X3-S6	N/A	30seg	30seg/p

Tabla 2.1. Tabla de sincronización local.

3. La Sincronización Global.

La sincronización global es una técnica que se utiliza para organizar los módulos de producción y facilita el diseño de control bajo la regla de que la diferencia temporal entre la primera pieza

producida y la segunda debe ser el TpU. La técnica para modelar la sincronización global desarrollada en [4], se basa en la construcción de un CBOR el cual es diseñado en un principio con la información descrita en la Tabla 2.1. Posteriormente, se genera un llenado y un diseño del control. La metodología para sincronizar globalmente se basa en los siguientes supuestos [5]:

- El sensado es perfecto y la discretización de los tiempos es unitaria. Además, la operación de la maquinaria es perfecta y los eventos de control se realizan en tiempos perfectos.
- Los tiempos de activación y desactivación de los sensores es despreciable.
- La diferencia entre la primera pieza fabricada y la segunda es el TpU.
- Existe un modelo de control operacional que no depende de las restricciones del cliente.
- Existen un ciclo de control de arranque y un ciclo automático.

La construcción del CBOR sigue las reglas siguientes [4]:

- El CBOR es un código que representa los ciclos operacionales (ida y vuelta) de las máquinas y los eventos de sensado. Se compone de dos matrices: Tiempo-Sensado y Maquinaria – Tiempo.
- El número de filas de los tiempos se calcula multiplicando el TpU por el número de módulos. Para llenar el CBOR se utiliza la información descrita en las tablas de la sincronización local. El CBOR representa los eventos de sensado sobre filas especiales llamadas líneas de control.
- Los pasos por seguir para llenar el CBOR son: 1) Formar la configuración del CBOR (arreglar los datos que llevan las Matrices Tiempo - Sensado y Maquinaria – Tiempo), 2) Calcular el número de filas iniciales considerando que dicho número se obtiene al multiplicar el TpU por en número de módulos, 3) Sobre la Matriz Tiempo - Sensado se insertan filas para indicar las líneas de control iniciales sobre el CBOR, 4) Sobre cada línea de control se coloca el símbolo 1/0 para señalar que está activo un sensor, 5) Sobre la matriz maquinaria – tiempo se inserta el símbolo 1 ó +1 por debajo de cada máquina para representar los tiempos de ida, 6) Se insertan los tiempos de vuelta usando el símbolo -1 en la columna de cada máquina (es posible que se requieran más filas pues hay máquinas que no han completado su ciclo completo), 7) Se superponen todas las filas (tiempos y líneas de control) del módulo 1 en el módulo 2 (esto es válido si son dos módulos o más) o bien, el módulo 1 se superpone con el módulo 2 y luego los módulos 1 y 2 sobre el módulo 3 (si son tres módulos), y así sucesivamente, 8) Se genera el primer sistema de ecuaciones de estado sobre las líneas de control y 9) se forma el CBOR completo [4].

La Tabla 4.1 muestra las Matrices Tiempo-Sensado y Maquinaria-Tiempo relacionadas con el proceso productivo motivo de estudio.

Tabla 3.1 Matrices del CBOR.

CBOR																				
Matriz Tiempo - Sensado											Matriz Maquinaria - Tiempo									
Módulo 1						Módulo 2					Módulo 1				Módulo 2					
	X0	X1	X2	X3	X4	X5	X6	X7	X8	X9		Y0	Y1	Y2	Y3	Y4	Y5	Y6		
T/S	S0	S1	S2	X1	S3	X2	S4	X3	S5	S6		R1	B1	A1	A2	A3	R2	R3	M/T	
T1																				T1
T2																				T2
.																				.
.																				.
T60																				T60

De acuerdo con la tabla anterior la Matriz Tiempo - Sensado se conforma por todos los sensores de ida (sensores principales y de completud, colocados según su orden de activación) y que

se han dejado dos columnas en blanco (esto es debido a que en dichas columnas van señalados sensores bandera en caso de existir). La Matriz Maquinaria - Tiempo muestra las máquinas que componen los módulos de producción en la forma en que se localizan en la línea de producción. También dicha matriz tiene espacios en blanco por si es necesario incorporar algunos sistemas de trabajo extras al modelado. Nótese que se han asociado las variables X1.....XN (señales de entrada) y Y1....YM (señales de salida) a las dos matrices en estudio. Estas variables serán utilizadas para generar las ecuaciones de estado que gobiernan el control funcional de la línea de producción. Las filas del CBOR en su etapa inicial se calculan con la fórmula $NF=TpU.k$, donde k es el número de módulos. Para el caso de estudio en este artículo, $NF=60$. La Tabla 3.2 muestra una porción del CBOR en donde se muestran las líneas de control.

Tabla 3.2 Llenado inicial del CBOR

CBOR																				
Matriz Tiempo - Sensado												Matriz Maquinaria - Tiempo								
Módulo 1						Módulo						Módulo 1				Módulo 2				
2	X0	X1	X2	X3	X4	X5	X6	X7	X8	X9		Y0	Y1	Y2	Y3	Y4	Y5	Y6		
T/S	S0	S1	S2	X1	S3	X2	S4	X3	S5	S6		R1	B1	A1	A2	A3	R2	R3	M/T	
LCO	1/0																			LCO
T1												+1								T1
T2												+1								T2
T3												+1								T3
T4												+1								T4
LC1		1/0																		LC1
T5												-1	+1							T5

Las líneas de control corresponden a la activación de cada sensor. De acuerdo con la Tabla 3.2, la línea de control LCO corresponde al sensor S0 y la línea de control LC1 está asociada con el sensor S1. La fila de R1 muestra los tiempos de ida (+) y uno de los tiempos de regreso (-). Las reglas del llenado específico del CBOR se pueden consultar en [4]. El CBOR se llena primero según los datos de la Tabla 2.1. Posteriormente, en el tiempo T30 se inicia de nuevo el módulo 1, considerando que la sincronización debe ser tal que cada pieza sea fabricada en el TpU. Del tiempo T30 al tiempo T60 los módulos 1 y 2 operan simultáneamente. En la siguiente sección se muestra el CBOR completo incluyendo el sistema de control.

4. El diseño del control y simulación

El control de proceso se diseña bajo los siguientes pasos: 1) Análisis y modelación de los requerimientos del cliente, 2) Diseño del sistema de control, 3) Formación de las ecuaciones de estado y 4) Diseño final del CBOR operacional [4]. En cuanto los requerimientos del cliente, estos se refieren a la inclusión de consideraciones de control no centrales, como paros de emergencia, condiciones de monitoreo o seguridad, entre otros. El diseño del sistema de control consiste en generar las ecuaciones de estado a partir de las consideraciones de operación y seguridad. Es posible que se requieran colocar otro tipo de sensores para lograr el diseño operacional de la línea de control. Estos sensores se llaman bandera y se colocan al final del sensor último de la Matriz Tiempo - Sensado. Para realizar el diseño de las ecuaciones de estado es necesario definir algunos conceptos de interés:

- Ciclo de arranque: este ciclo es una sucesión de eventos de control secuencial que se caracteriza por relacionar cada sensor de ida (excepto el último) con el arranque de la

- máquina por medio de una función binaria (conjunción, disyunción, negación o disyunción inclusiva). El ciclo de arranque es representado por un conjunto de ecuaciones de estado.
- Ciclo automático: este ciclo se caracteriza por relacionar los eventos de control (sensores, máquinas y operaciones binarias) al inicio y término de cada módulo de tal forma que se pueda llevar a cabo la sincronización local y global. El ciclo automático puede requerir de nuevos sensores o pueden utilizarse los sensores del CBOR funcional. Estos sensores (nuevos o no nuevos) se les llaman sensores de sincronización. El ciclo automático es representado por un conjunto de ecuaciones de estado.
 - Modelo de control operacional: es el conjunto de ecuaciones de estado que resulta de combinar las ecuaciones de estado de los ciclos de arranque y automático integrando las condiciones del cliente (sensado bandera).

El modelado del sistema de control se puede realizar de la manera siguiente: 1) Realizar una tabla de control que contenga las líneas de control básicas, los ciclos y las condiciones del cliente, 2) Se generan primero las ecuaciones de estado del ciclo de arranque, 2) Posteriormente se deben generar las ecuaciones de estado del ciclo automático, 3) Luego se deben ensamblar ambos ciclos, 4) Posteriormente, se introducen las condiciones del cliente y 5) Se genera el Modelo de Control Operacional (ver Tabla 4.1). Como ejemplo de restricción del cliente, se considerará para este artículo, la siguiente:

La segunda activación de la banda B1, sólo es posible cuando el robot R1 esté en home después de haber realizado su primer ciclo operativo.

Tabla 4.1 Diseño de las ecuaciones de estado.

Línea de control	Ciclo de arranque	Ciclo automático	Ensamble de ciclos	Condiciones del cliente	Modelo de control operacional
LC0	$Y0=1 \bullet X0$	$Y0=1 \bullet X0$	$Y0=1 \bullet X0$		$Y0=1 \bullet X0$
LC1	$Y1^1=1 \bullet X1$		$Y1^1=1 \bullet X1$		$Y1^1=1 \bullet X1$
LC2	$Y2=1 \bullet X2$		$Y2=1 \bullet X2$		$Y2=1 \bullet X2$
LC3	$Y1^2=1 \bullet X3$		$Y1^2=1 \bullet X3$	$Y1^2=1 \bullet X3 \bullet X10$	$Y1^2=1 \bullet X3 \bullet X10$
LC4	$Y3=1 \bullet X4$		$Y3=1 \bullet X4$		$Y3=1 \bullet X4$
LC5	$Y1^3=1 \bullet X5$		$Y1^3=1 \bullet X5$		$Y1^3=1 \bullet X5$
LC6	$Y4=1 \bullet X6$	$Y4=1 \bullet X6 \bullet X0^1$ $Y0^1=1 \bullet X0^1 \bullet X6$	$Y4=1 \bullet X6 \bullet X0^1$ $Y0^1=1 \bullet X0^1 \bullet X6$		$Y4=1 \bullet X6 \bullet X0^1$ $Y0^1=1 \bullet X0^1 \bullet X6$
LC7	$Y5=1 \bullet X7$		$Y5=1 \bullet X7$		$Y5=1 \bullet X7$
LC8	$Y6=1 \bullet X8$		$Y6=1 \bullet X8$		$Y6=1 \bullet X8$
LC9		$Y4^1=1 \bullet X6^1 \bullet X0^2$ $Y0^2=1 \bullet X0^2 \bullet X6^1$	$Y4^1=1 \bullet X6^1 \bullet X0^2 \bullet X9$ $Y0^2=1 \bullet X0^2 \bullet X6^1 \bullet X9$		$Y4^1=1 \bullet X6^1 \bullet X0^2 \bullet X9$ $Y0^2=1 \bullet X0^2 \bullet X6^1 \bullet X9$

De acuerdo con la tabla anterior, la señal de entrada X10 corresponde al sensor bandera asociado por la restricción del cliente y es emitida por el sensor SB1. La Tabla 4.2 muestra el CBOR operacional, esto es, el sistema de control final. Para efecto de simbolización, $\bullet = \otimes$ (conectivo and).

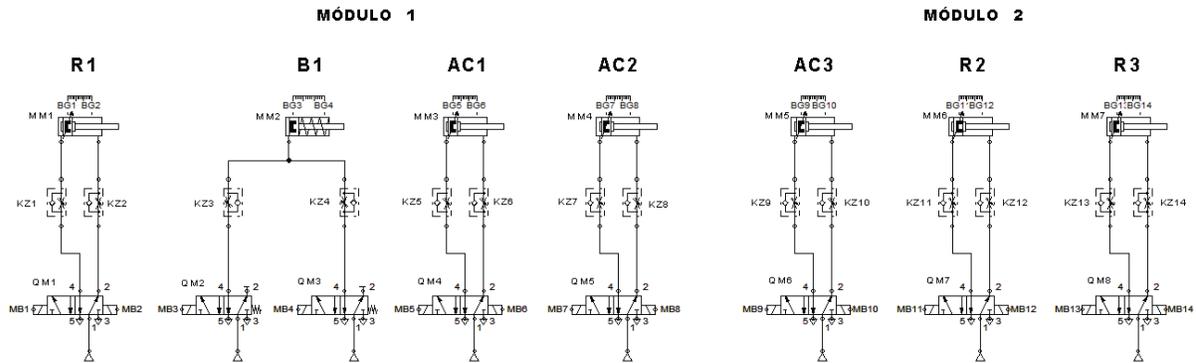
Tabla 4.2 CBOR operacional.

CBOR																					
Matriz Tiempo - Sensado										Matriz Maquinaria - Tiempo											
Módulo 1					Módulo 2					Módulo 1					Módulo 2						
	X0	X1	X2	X3	X4	X5	X6	X7	X8	X9	X10	Y0	Y1	Y2	Y3	Y4	Y5	Y6			
T/S	S0	S1	S2	X1	S3	X2	S4	X3	S5	S6	SB1	R1	B1	A1	A2	A3	R2	R3	M/T		
LC0	1/0																				LC0
T1												+1								T1	
T2												+1								T2	
T3												+1								T3	
T4												+1								T4	
LC1	1/0																				LC1
T5												-1	+1							T5	
T6												-1	+1							T6	
T7												-1	+1							T7	
T8												-1	+1							T8	
LC2	1/0																				LC2
T9												-1	+1							T9	
T10												-1	+1							T10	
LCB											1/0										LCB
T11												1		+1						T11	
T12												1		+1						T12	
T13												1		+1						T13	
T14												1		+1						T14	
T15												1		+1						T15	
T16												1		+1						T16	
T17												1		+1						T17	
LC3	1/0										1/0										LC3
T18													+1	-1						T18	
T19													+1	-1						T19	
T20													+1	-1						T20	
LC4	1/0																				LC4
T21														-1	+1					T21	
T22														-1	+1					T22	
T23														-1	+1					T23	
T24														-1	+1					T24	
T25															+1					T25	
T26															+1					T26	
T27															+1					T27	

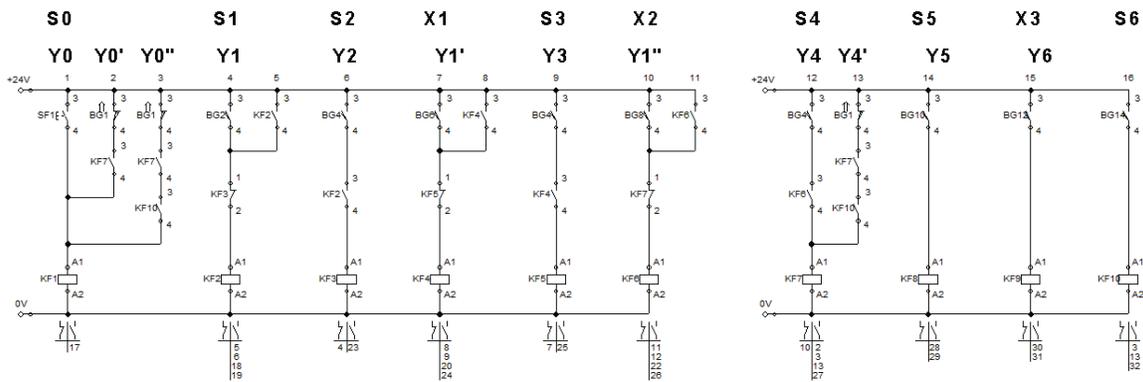
- [5] Jiménez E., González L., Cotri B., Nuñez E., Quiroz A., Encinas O., Urbalejo A., Reyes L. "Aplicaciones didácticas de la sincronización global de líneas de producción seriales en sistemas MPS". Eleventh LACCEI Latin American and Caribbean Conference for Engineering and Technology (LACCEI'2013) Innovation in Engineering, Technology and Education for Competitiveness and Prosperity". August 14 – 16. Cancún, México. 2013.
- [6] Jiménez, E., Urbalejo, A., Luna, G., Luna, N., Duarte, S. "Propuesta de sincronización local de una celda de manufactura didáctica", Congreso de la AMM, Poza Rica, Veracruz. (En revisión). 2017.

Apéndice A.

DISTRIBUCIÓN DE PLANTA



ETAPA DE CONTROL



ETAPA DE POTENCIA

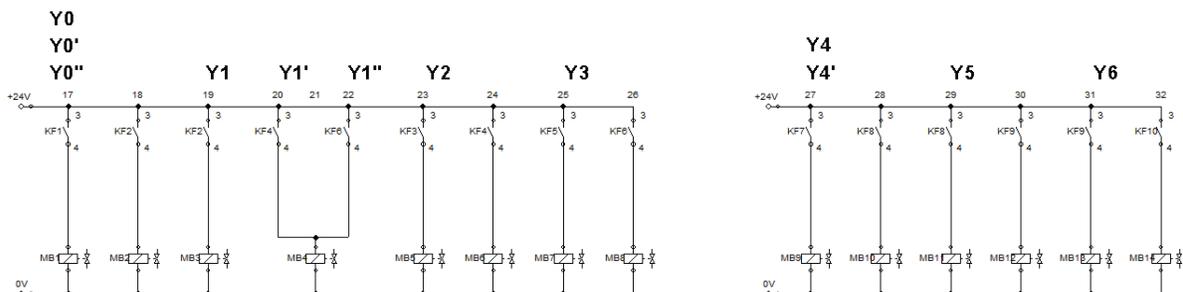


Figura A.1 Simulación en FluidSim de la sincronización global

Cap. 14 Aplicación de Arduino para Controlar un Robot Móvil Seguidor de Línea en la Materia de Inteligencia Artificial

Martínez Guzmán Sonia, Carranza Díaz Wendy, Villatoro Cruz María Concepción,
Jiménez Oyosa Guadalupe, Torres Torres Jesús.

Instituto Tecnológico de Minatitlán, Veracruz, México.

Resumen

La aplicación de robótica básica con arduino en un robot móvil seguidor de línea permite evaluar conocimientos y habilidades del alumno en la materia de inteligencia artificial en una de sus vertientes que es la robótica, desde la parte teórica hasta la implementación del dispositivo, dando como resultado el aprendizaje significativo desde su formación profesional, que permitirán al alumno resolver un problema determinado, ya que la tecnología está presente en todos los ámbitos de la vida cotidiana, de una u otra forma implican la utilización de algún dispositivo tecnológico.

Palabras clave: Inteligencia Artificial, arduino, robot móvil, aprendizaje significativo.

1. Introducción

La experiencia humana no solo implica pensamiento, sino también afectividad y únicamente cuando se consideran en conjunto se capacita al individuo para enriquecer el significado de su experiencia.

A partir del 2010, el Instituto Tecnológico de Minatitlán ha incorporado el esquema de competencias profesionales, lo cual exige un reto más en la formación de nuestros alumnos y requiere el uso de las herramientas tecnológicas en los procesos enseñanza - aprendizaje, mismos que se menciona en el **modelo educativo** para el siglo XXI: formación y desarrollo de competencias profesionales, aplicado a partir del año 2010 en los Institutos Tecnológicos[1].

La materia de Inteligencia Artificial aporta al perfil del egresado: a) Coordinar y participar en equipos multidisciplinarios para la aplicación de soluciones innovadoras en diferentes contextos, b) Diseñar, implementar y administrar bases de datos optimizando los recursos disponibles, conforme a las normas vigentes de manejo y seguridad de la información, c) Desarrollar y administrar software para apoyar la productividad y competitividad de las organizaciones cumpliendo con estándares de calidad, d) Evaluar tecnologías de hardware para soportar aplicaciones de manera efectiva.

Es por ello que se pensó en la aplicación de robótica básica para controlar un robot móvil seguidor de línea a través de software y hardware libre, específicamente Arduino, que por sus características técnicas es el más fácil de aplicar y además económico. Reforzando las competencias que el alumno debe alcanzar, tal y como lo marca el contenido de la materia de Inteligencia Artificial en su última unidad de aprendizaje, algunas de estas competencias son: Solución de problemas, Capacidad de aplicar los conocimientos, Capacidad de generar nuevas ideas, Habilidad para trabajar en forma Autónoma, por mencionar algunos.

Es primordial que el alumno logre desarrollar una solución final o proyecto integrador, puesto que la necesidad de una solución terminada es el claro escenario que se presenta en el ambiente laboral y para que el alumno sea capaz de enfrentar dicha situación, debe reunir habilidades de

investigación, capacidad de adaptarse a nuevas situaciones y de generar nuevas ideas y al mismo tiempo, capacidad de trabajar en un equipo interdisciplinario.

2. Contexto

2.1 Inteligencia Artificial

En el ámbito de las ciencias de la computación se denomina como inteligencia artificial a la facultad de razonamiento que ostenta un agente que no está vivo, tal es el caso de un robot, por citar uno de los ejemplos más populares, y que le fue conferida gracias al diseño y desarrollo de diversos procesos gestados por los seres humanos. Cabe destacarse que además del poder de razonar, estos dispositivos son capaces de desarrollar muchas conductas y actividades especialmente humanas como puede ser resolver un problema dado, practicar un deporte, entre otros.

El concepto de Inteligencia Artificial, también conocido por las siglas AI, se le debe al informático estadounidense John McCarthy, quien en el año 1956 lo pronunció por primera vez en una conferencia causando un gran impacto en el ámbito de la tecnología. A partir de ese entonces, el concepto se diseminó fantásticamente por el mundo y por ello hoy es tan común su uso cuando queremos referirnos a aquellas máquinas o aparatos dotados de una inteligencia símil a la de los seres humanos. McCarthy además del concepto aportó muchísimos conocimientos de vanguardia al campo de la inteligencia artificial.[2]

2.2 Arduino

Arduino es una plataforma de hardware libre basada en una sencilla placa de entradas y salidas simple y un entorno de desarrollo que implementa el lenguaje de programación Processing/Wiring. Arduino se puede utilizar para desarrollar objetos interactivos autónomos o puede ser conectado al software de la computadora. Las placas se pueden montar a mano o adquirirse.[3]. En la figura 1 se muestra la placa arduino y sus conexiones.

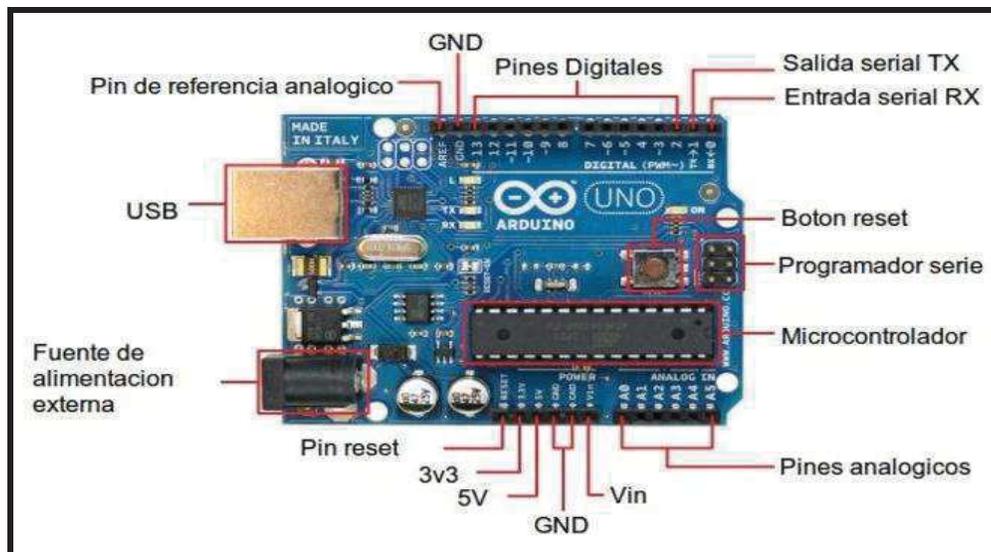


Figura 1 Placa arduino.

2.3 Robot móvil

Los robots móviles están provistos de un sistema de automoción, ruedas, orugas o patas, que les permiten desplazarse de un sitio a otro.

Hay distintos tipos de robots móviles:

Ruedas. Se utilizan sobre superficies lisas, como se muestra en la figura 2.

Orugas. Se emplean sobre superficies irregulares, como se muestra en la figura 3.

Patas. Se usan para superficies muy irregulares, como se muestra en la figura 4.



Figura 2 Robot móvil Ruedas.

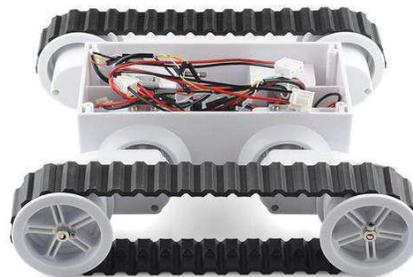


Figura 3 Robot móvil Ruedas.



Figura 4 Robot móvil Patas.

Dependiendo de las distintas aplicaciones, los robots móviles se diseñan con distintos sistemas de automoción y con formas muy variadas.[4]

2.4 Aprendizaje significativo

La característica más importante del aprendizaje significativo es que, produce una interacción entre los conocimientos más relevantes de la estructura cognitiva y las nuevas informaciones (no es una simple asociación), de tal modo que éstas adquieren un significado y son integradas a la estructura cognitiva de manera no arbitraria y sustancial, favoreciendo la diferenciación, evolución y estabilidad de los subsensores pre existentes y consecuentemente de toda la estructura cognitiva.

La teoría del aprendizaje significativo de Ausubel, ofrece en este sentido el marco apropiado para el desarrollo de la labor educativa, así como para el diseño de técnicas educacionales coherentes con tales principios, constituyéndose en un marco teórico que favorecerá dicho proceso.

Los principios de aprendizaje propuestos por Ausubel, ofrecen el marco para el diseño de herramientas metacognitivas que permiten conocer la organización de la estructura cognitiva del educando, lo cual permitirá una mejor orientación de la labor educativa, ésta ya no se verá como una labor que deba desarrollarse con "mentes en blanco" o que el aprendizaje de los alumnos comience de "cero", pues no es así, sino que, los educandos tienen una serie de experiencias y conocimientos que afectan su aprendizaje y pueden ser aprovechados para su beneficio.

Ausubel plantea que el aprendizaje del alumno depende de la estructura cognitiva previa que se relaciona con la nueva información, debe entenderse por "estructura cognitiva", al conjunto de conceptos, ideas que un individuo posee en un determinado campo del conocimiento, así como su organización[5]. En la figura 5 se muestra la estructura que Ausubel plantea.

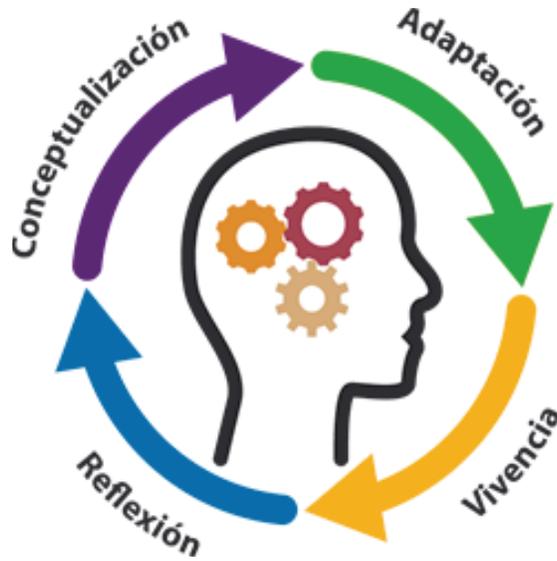


Figura 5 Estructura cognitiva.

3. Desarrollo del robot móvil seguidor de línea

Un robot seguidor de línea es aquel robot que cumplen una única función: seguir una línea marcada en el suelo usualmente de color negro sobre un tablero blanco.

Se describe el procedimiento que se llevó a cabo para el diseño y montaje de un carrito seguidor de línea negra; en la figura 6 se muestra el diagrama físico del montaje de componentes, en la figura 7 se muestra el recorrido del robot móvil seguidor de línea, en la figura 8 se muestra la vista superior del robot móvil seguidor de línea, con todas sus respectivas partes y componentes lógicos, así como el código fuente basado en Arduino.

Materiales:

- 1 Placa Arduino Uno
- 2 Baterías de 9 Volts
- 2 Resistencias de 47 K Ohmios
- 2 Resistencias de 330 Ohmios
- 2 Sensores CNY70
- 1 Circuito integrado L293D.
- 2 Motores de 12V
- 1 Protoboard
- 1 Chasis para el carrito seguidor de línea
- Ruedas: para la implementación de este robot se emplearon 2 ruedas y una rueda loca.

Descripción de componentes:

Los **sensores** CNY70, son sensores infrarrojos que tienen un emisor y un receptor que funcionan dependiendo de la luz reflejada por el piso, teniendo en cuenta que el color negro absorbe las longitudes de onda, decimos que no la refleja, mientras el color blanco las refleja todas, haciendo una diferencia de voltaje generada por el receptor que se activara o desactivara dependiendo del color de la superficie en la que se refleje.

La **base** es el circuito integrado L293D, que consta de cuatro circuitos para manejar cargas de potencia media. En nuestro caso maneja nuestro sistema móvil del seguidor de línea conectado a nuestros sensores los cuales van a decidir cuál es la entrada a nuestro integrado, y este devolverá la salida, la cual va a ser la dirección y freno del giro.

Motores: Los motores son un factor decisivo en el montaje ya que son los que mueven toda la estructura deben tener una buena potencia, pero también deben cumplir con condiciones de consumo y peso que no los hagan inoperantes a la hora de su uso. Los motores DC generan revoluciones las cuales dependerán de los sensores utilizados para su activación.

El armado del carrito del seguidor de línea fue como se muestra en la figura 6.

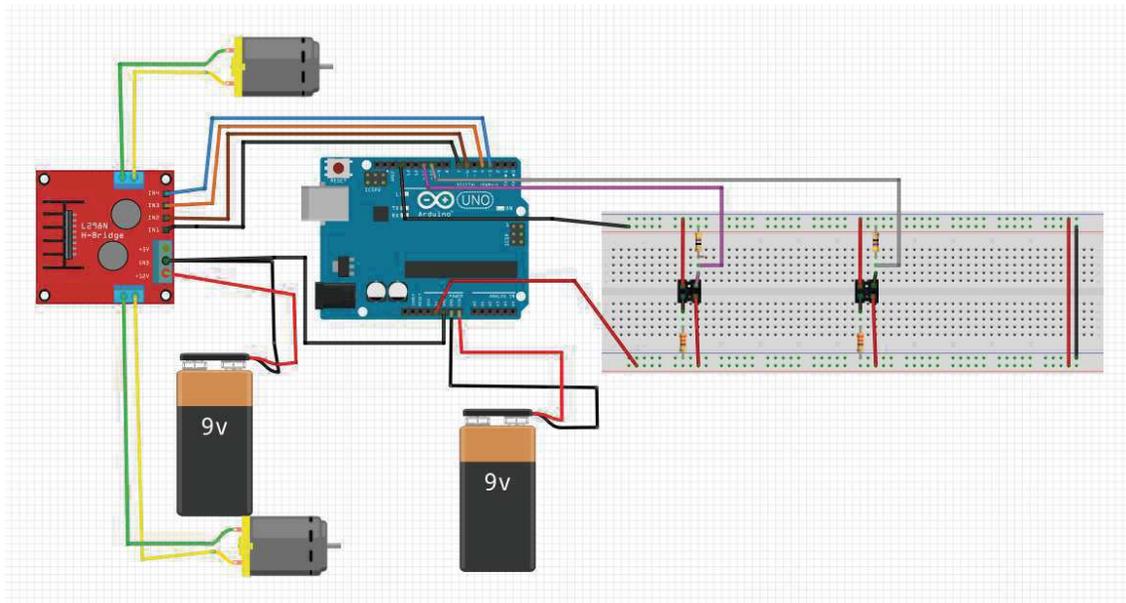


Figura 6 Diagrama físico del montaje de componentes.

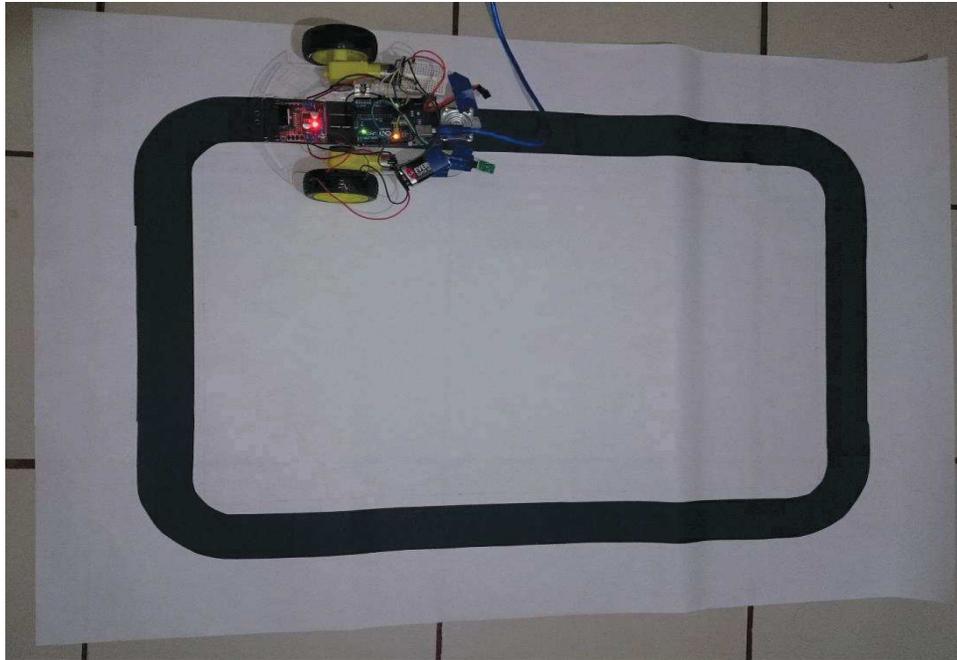


Figura 7 Recorrido del robot móvil seguidor de línea.

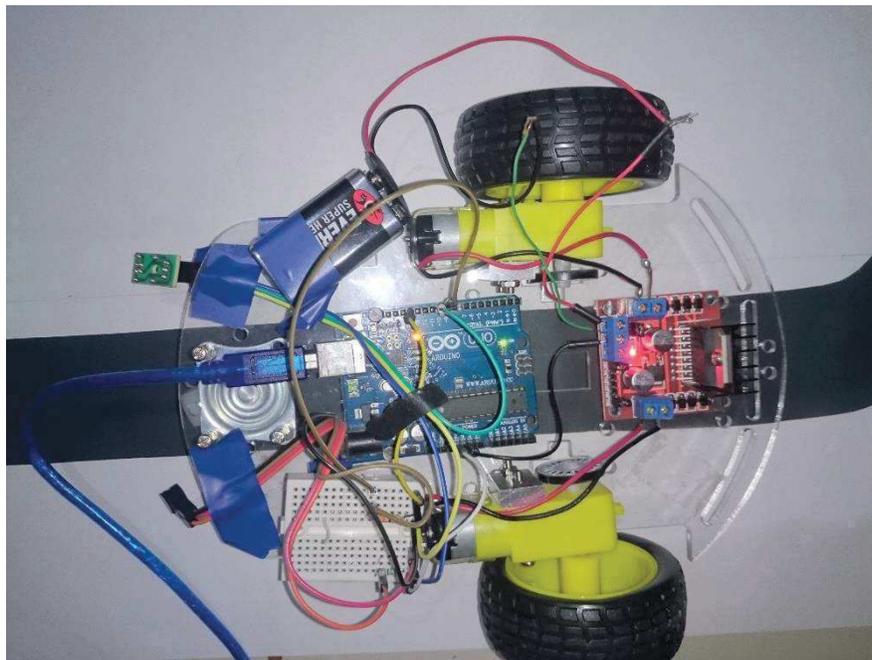


figura 8 se muestra la vista superior del robot móvil seguidor de línea.

El código utilizado fue el siguiente:
SEGUIDOR DE LÍNEA:

```
int infraPin1 = 10;
int infraPin2 = 11;
int valorInfra1 = 0;
int valorInfra2 = 0;
int OUTPUT4 = 4;
int OUTPUT3 = 3;
int OUTPUT2 = 6;
int OUTPUT1 = 7;

void setup() {
  Serial.begin(9600);
  pinMode(infraPin1, INPUT);
  pinMode(infraPin2, INPUT);
  pinMode (OUTPUT1, OUTPUT);
  pinMode (OUTPUT2, OUTPUT);
  pinMode (OUTPUT3, OUTPUT);
  pinMode (OUTPUT4, OUTPUT);
}

void loop() {
  valorInfra1 = digitalRead(infraPin1);
  Serial.print("SENSOR1 ");
  Serial.println(valorInfra1);
  valorInfra2 = digitalRead(infraPin2);
  Serial.print("SENSOR2 ");
  Serial.println(valorInfra2);
  if(valorInfra1==0)
  {
    if(valorInfra2==0)
    {
      digitalWrite(OUTPUT1,0);
      digitalWrite(OUTPUT2,1);
      digitalWrite(OUTPUT3,1);
      digitalWrite(OUTPUT4,0);
```

```
    }
    else
    {
        digitalWrite(OUTPUT1,0);
        digitalWrite(OUTPUT2,0);
        digitalWrite(OUTPUT3,1);
        digitalWrite(OUTPUT4,0);
    }
}
else
{if(valorInfra2==0)
{
    digitalWrite(OUTPUT3,0);
    digitalWrite(OUTPUT4,0);
    digitalWrite(OUTPUT1,0);
    digitalWrite(OUTPUT2,1);
}
else{
    digitalWrite(OUTPUT1,1);
    digitalWrite(OUTPUT2,0);
    digitalWrite(OUTPUT3,0);
    digitalWrite(OUTPUT4,1);
}
}
}
```

LECTURA CNY70

```
int infraPin1 = 10;
int infraPin2 = 11;
int valorInfra1 = 0;
int valorInfra2 = 0;

void setup() {
    Serial.begin(9600);
    pinMode(infraPin1, INPUT);
    pinMode(infraPin2, INPUT);
}
```

```
void loop() {  
  valorInfra1 = digitalRead(infraPin1);  
  Serial.print("SENSOR1 ");  
  Serial.println(valorInfra1);  
  valorInfra2 = digitalRead(infraPin2);  
  Serial.print("SENSOR2 ");  
  Serial.println(valorInfra2);  
  delay(1000);  
}  
}
```

4. Resultados

La materia de Inteligencia Artificial aporta al perfil del Ingeniero en Sistemas Computacionales la capacidad de aplicar técnicas de Inteligencia Artificial mediante el desarrollo y programación de modelos matemáticos, estadísticos y de simulación a la solución de problemas complejos de control automático, diagnóstico, toma de decisiones, clasificación, minería de datos, es decir, problemas propios de la Inteligencia Artificial.

Es por ello que al introducir esta forma de enseñar y aprender, forma al egresado con una actitud científica, crítica y responsable.

No es tarea fácil para el docente implementar este tipo de aprendizaje en aula, se requiere de un laboratorio propio de la materia, sin embargo, hubo disponibilidad por parte del alumnado en crear su propio espacio para poder asimilar y asociar la teoría con la práctica, logrando con esto ser evaluados en la competencia que enmarca la asignatura y aportar en su vida personal y profesional.

Con esta práctica del robot móvil seguidor de línea los **resultados** fueron **exitosos**, aunque aún falta mucho por hacer en las otras vertientes de la Inteligencia Artificial.

5. Conclusiones

Hubo aportación de conocimientos de asignaturas previas, tales como: Autómatas, Programación Lógica y funcional, por mencionar algunos.

Con esta práctica del robot móvil seguidor de línea se demostró el desarrollo y el alcance de la competencia de la asignatura considerando las siguientes fases: Fundamentación, Planeación, Ejecución, Evaluación.

Con respecto a la fundamentación, permitió a los estudiantes lograr una comprensión de la realidad, de acuerdo con un diagnóstico realizado de la práctica a desarrollar.

Con respecto a la planeación, en base al diagnóstico previo, se asesoró a los estudiantes para desarrollar la práctica de acuerdo a un cronograma de actividades.

En la fase de Ejecución, fue la de mayor duración, ya que implica el montaje de los componentes del robot móvil y hacer las pruebas respectivas, hasta llegar al resultado deseado.

Y en la última fase que fue la evaluación, se reconoce el esfuerzo de los estudiantes por adquirir las competencias de manera favorable. Se realizó una sola práctica con respecto a Robótica, pero hay mucho por hacer en Redes neuronales, Lógica difusa y Sistemas expertos.

Sin embargo, se requiere capacitación constante del docente para poder llevar a cabo este tipo de enseñanza a los alumnos, además de contar con un laboratorio de robótica, para poder impartir la materia y los alumnos concluyan en forma satisfactoria, habiendo adquirido las competencias que le servirán en su ámbito laboral.

Referencias

- [1] Modelo Educativo para el siglo XXI-Instituto Tecnológico de Minatitlán.
- [2] <https://www.definicionabc.com/tecnologia/inteligencia-artificial.php> (23/05/2017).
- [3] <https://www.taringa.net/posts/ciencia-educacion/18550773/Que-es-y-para-que-sirve-arduino.html> (23/05/2017)
- [4] <https://sites.google.com/site/4esoroboticalaunion/5-robots-moviles> (23/05/2017)
- [5] <http://www.educainformatica.com.ar/docentes/tuarticulo/educacion/ausubel/index.html>

Cap.15 Micro-servo Robot

Olan Valdivieso Leonardo, Fernández Andrés Esly Itamar, Monobe Escobedo Manuel Antonio, García García Alan Rafael, Jiménez Rasgado Guillermina.

Tecnológico Nacional de México Instituto Tecnológico de Minatitlán.

Resumen

Existen diferentes tipos de brazo robóticos en el mercado, pero debido a sus altos costos y su complejidad en la operación del mismo, resultan poco accesibles para los estudiantes, por ello en el presente artículo se propone un sistema de control para un brazo robótico denominado “MICRO-SERVO ROBOT”, se aclara que aunque se describen las piezas utilizadas, no se trata del diseño y fabricación de un brazo robot, sino de la innovación del sistema de control que este ocupa para operar sus servomecanismos, siendo reemplazadas por una placa de Arduino; la manipulación del brazo robótico se lleva a cabo utilizando un brazo control tipo joystick, describiendo un mecanismo de control físico del brazo robot signando el control de cada articulación con un potenciómetro de 5k ohms. Se describe el código utilizado. Finalmente se muestra el brazo de robótico propuesto. Se concluye que con este tipo de proyecto se proporciona una introducción y un impulso a los alumnos en el aprendizaje del apasionante mundo de la robótica, instrumentación y control y un acercamiento a un brazo de tipo industrial.

Palabras clave: Arduino, innovación, sistemas embebidos, servomecanismo, robótica, electrónica, emprendimiento.

1. Introducción

El objetivo de este proyecto realizado en el año 2015, no es más que resaltar dos puntos muy importantes, que normalmente pasan desapercibidos, como primer punto demostrar los alcances que han logrado las tarjetas **ARDUINO** y su importancia en la formación didáctica que este está marcando en las jóvenes mentes con deseos de emprendimiento e innovación y como segundo punto se busca demostrar que no se necesitan tener grandes conocimientos de electrónica, ni mucho menos de robótica para que un estudiante realice un proyecto innovador y así romper con los paradigmas que rigen el desarrollo científico y tecnológico.

Impulsado por este lema “**Knowledge is free**” (*El conocimiento es libre*) en este artículo revelaremos todas las experiencias y conocimientos adquiridos durante la realización del proyecto **MICRO-SERVO ROBOT** para inspirar a futuros entusiastas de la electrónica y robótica en mejorar este proyecto que tuvo como objetivo innovar y solucionar la problemática de los elevados costos de los sistemas de control que utilizan los servomecanismos articulados comúnmente llamados “**brazos robóticos**”.

2. DESARROLLO

Partiendo de nuestros conocimientos adquiridos a lo largo de nuestra formación académica y formulado ideas para la solución de la problemática de los altos costos que un proceso de automatización necesita para llevarse a cabo planteado por nuestra asesora de proyecto, se llegó a la solución de utilizar una Tarjeta Arduino debido a la flexibilidad que este presenta a la realización de

sistemas embebidos, y su definición como “una plataforma de prototipos electrónica de código abierto (open-source) basada en hardware y software, flexibles y fáciles de usar. Está pensado para artistas, diseñadores, como hobby y para cualquiera interesado en crear objetos o entornos interactivos”. [1]

La tarjeta de Arduino se puede programar para recibir datos de entradas o bien sacar datos al mundo exterior; en sus entradas se pueden colocar sensores y en sus salidas se pueden conectar actuadores, forma tal que, al sensar y en base a un programa, pueda efectuar un control, de tal manera que controle leds, motores, relevadores u otros dispositivos electrónicos. La tarjeta de Arduino utiliza un microcontrolador, el cual el usuario puede programarlo usando el Arduino Programming Language (basado en Wiring) y el Arduino Development Enviroment (basado en Processing). El software se puede descargar gratuitamente de la página oficial del Arduino.

La tarjeta de arduino se programa de forma tal, que una vez descargado el código a la tarjeta, solo ejecuta esa serie de instrucciones, es decir está diseñado para un propósito específico.

“Las placas se pueden ensamblar a mano o encargarlas preensambladas; Los diseños de referencia del hardware (archivos CAD) están disponibles bajo licencia open-source, por lo que eres libre de adaptarlas a tus necesidades.” [1]

2.1 Diseño y construcción de MICRO-SERVO ROBOT

Antes de empezar con la explicación del diseño del MICRO-SERVO ROBOT se requiere aclarar que nuestro proyecto no es el diseño y fabricación de un brazo robot sino de la innovación del sistema de control que este ocupa para operar sus servomecanismos siendo reemplazadas por una PLACA ARDUINO.

Durante la realización de nuestra planta (brazo robot), se requirió la investigación de los factores que influyen en el movimiento de nuestro sistema, tales como grados de libertad, torque del servomecanismo, momento de inercia que nuestros servomecanismos generan, dado que se parte de la necesidad de controlar un modelo físico de un brazo robot se prosiguió con el diseño y construcción de un brazo robot a base de servomotores con 3 grados de libertad tomando como referencia la figura 1.

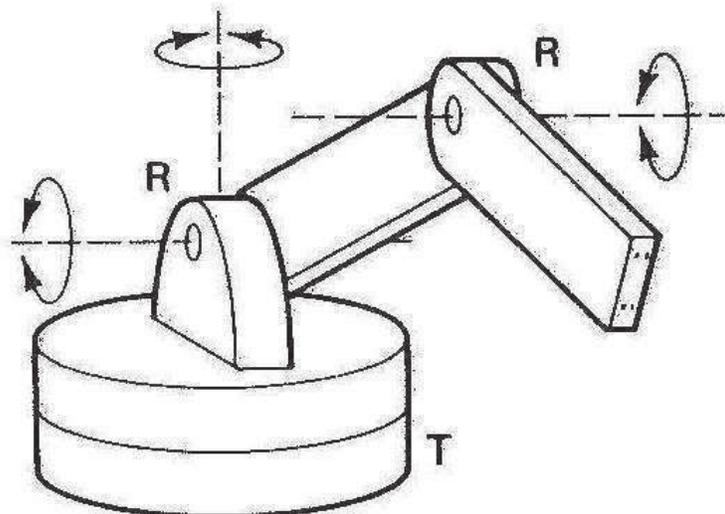


Figura1. Modelo de brazo robot con 3 grados de libertad
<http://community.fortunecity.ws/campus/essay/680/ANATOM%CDA.html>

Por cuestión didáctica y tras tiempo dedicado en la realización del sistema se optó por realizar un control de brazo robot de tipo paralelo, para ser más específico, se dice que un manipulador

paralelo es “un mecanismo de cadena cinemática en lazo cerrado cuyo efector final está conectado a la base por varias cadenas cinemáticas independientes.”[2]

De acuerdo a Rey Arias (2014), se trata principalmente con mecanismos con las siguientes características:

- Al menos dos cadenas soportan el efector final. Cada una de esas cadenas contiene al menos un actuador simple. Hay un sensor apropiado para medir el valor de las variables asociadas con la actuación (ángulo de rotación o movimiento lineal).
- El número de actuadores es el mismo que el número de grados de libertad del efector final.
- La movilidad del manipulador es cero cuando los actuadores están bloqueados.

Consecuentemente, los robots paralelos pueden definirse como sigue: Un robot paralelo está constituido por un efector final con n grados de libertad, y una base fija, enlazados entre sí por al menos dos cadenas cinemáticas independientes. La actuación tiene lugar a través de n actuadores simples.[2]

El diseño de nuestro brazo robot fue adaptado de tal manera que las medidas físicas a escala sean adaptables ya que este forma parte de un sistema didáctico de brazo robot, en la figura 2 se pueden observar las dimensiones de nuestro brazo robot propuesto.

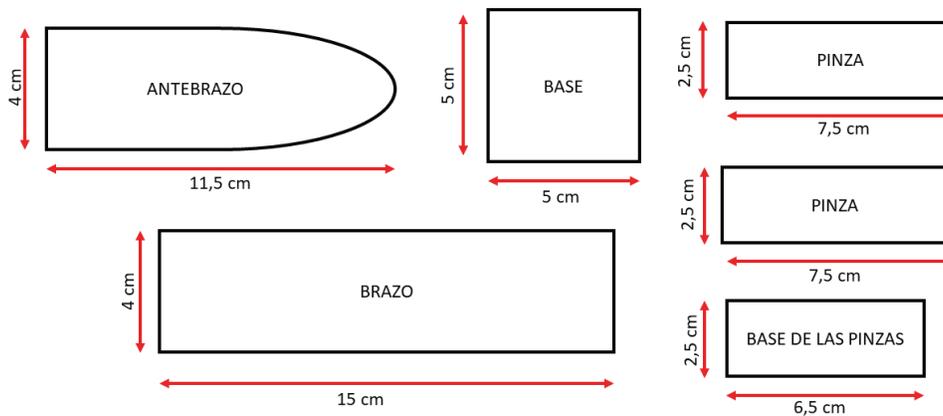


Figura 2. Modelo físico de las partes que constituyen el brazo robot

El diseño del brazo control o joystick de igual manera se consideró para fines didácticos y demostrativos, en la figura 3 se puede observar las medidas del modelo físico del brazo control.

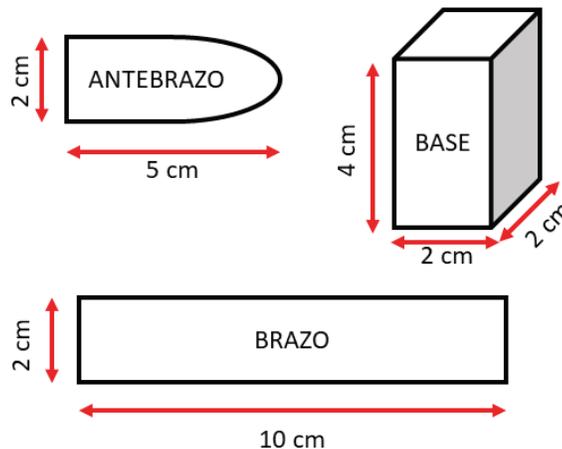


Figura 3. Modelo físico de las partes que constituyen el brazo control o joystick

Dentro del proceso de fabricación se consideraron distintos tipos de materiales y considerando que se trata de un modelo, didáctico y demostrativo se optó por madera ya que este material presenta facilidad de trabajo debido a su versatilidad. Considerando que todo brazo robot cuenta con actuaciones se construyó de tal manera que pudiera imitar los movimientos de un brazo humano, considerando 3 grados de libertad, cada articulación corresponde a un servomotor, siendo más específico se utilizaron servomotores VIGOR PRECISION VTS-02, VTS-05A y VTS-08A con 3.2 kgf.cm, 1kgf.cm y 5kgf.cm de torque respectivamente, para mayor información ver anexo 1.

Con base el modelo de nuestras partes del brazo robot se construyó y se ensambló el brazo robot, designando cada servomotor en cada articulación en el orden PINZA-SERVOMOTOR VTS-05A, CODO-SERVOMOTOR VTS-02, HOMBRO-SERVOMOTOR VTS-02 y CINTURA-SERVOMOTOR VTS-08A como se muestra en la figura 4.

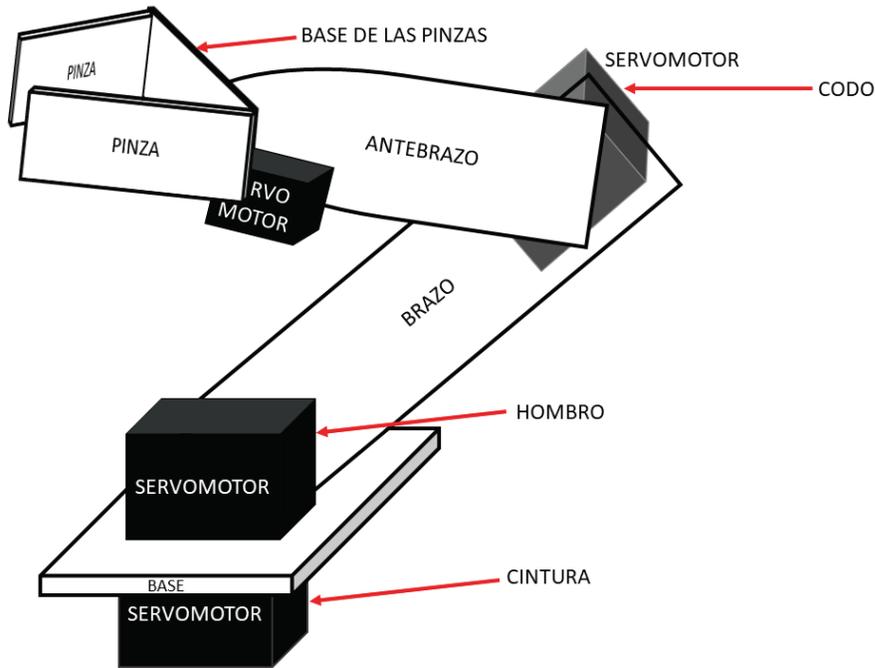


Figura 4. Modelo físico de la construcción del brazo robot.

Con base el modelo de nuestras partes del brazo control o joystick se construyó y ensambló el mecanismo de control físico del brazo robot signando el control de cada articulación un potenciómetro de 5k ohms, (se recomienda la utilización de potenciómetros de 1/2 giro figura 5-A, se construyó el modelo del brazo control con potenciómetros comerciales de 3/4 de giro figura 5-B ya que por ser un modelo didáctico y disminuir costos y tiempo de ensamblaje se optó por los segundos

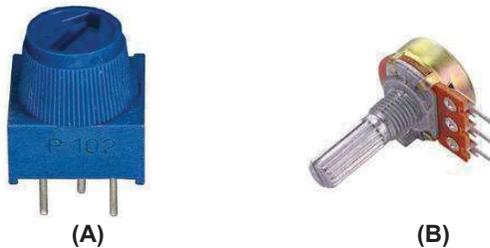


Figura 5. Potenciómetro A de 1/2 vuelta. Potenciómetro B de 3/4 de vuelta.

En la figura 6 se puede observar el modelo físico el ensamble de cada parte del brazo control

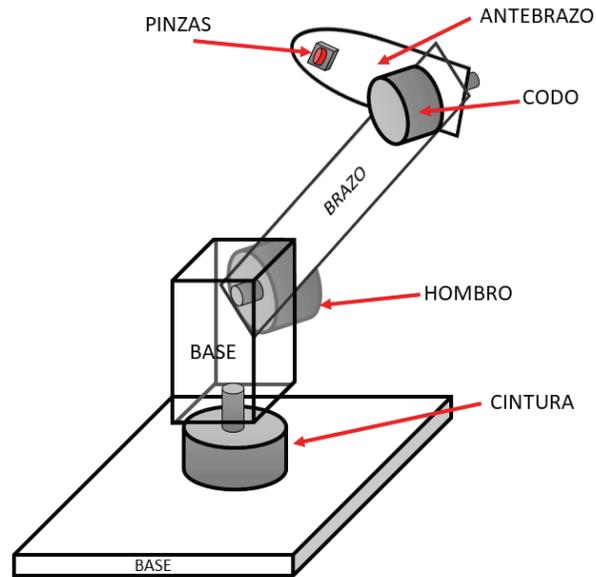


Figura 6. Modelo físico de la construcción del brazo control.

Una vez lista la fase del ensamble físico, se prosigue a la realización de las conexiones eléctricas como se muestran en la figura 7.

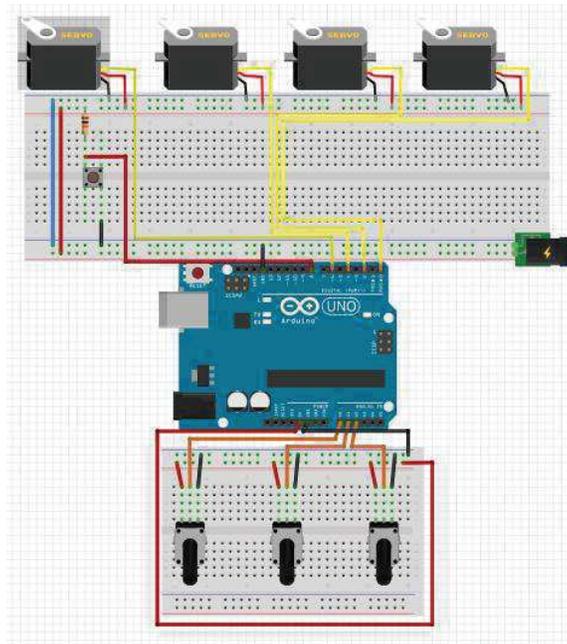
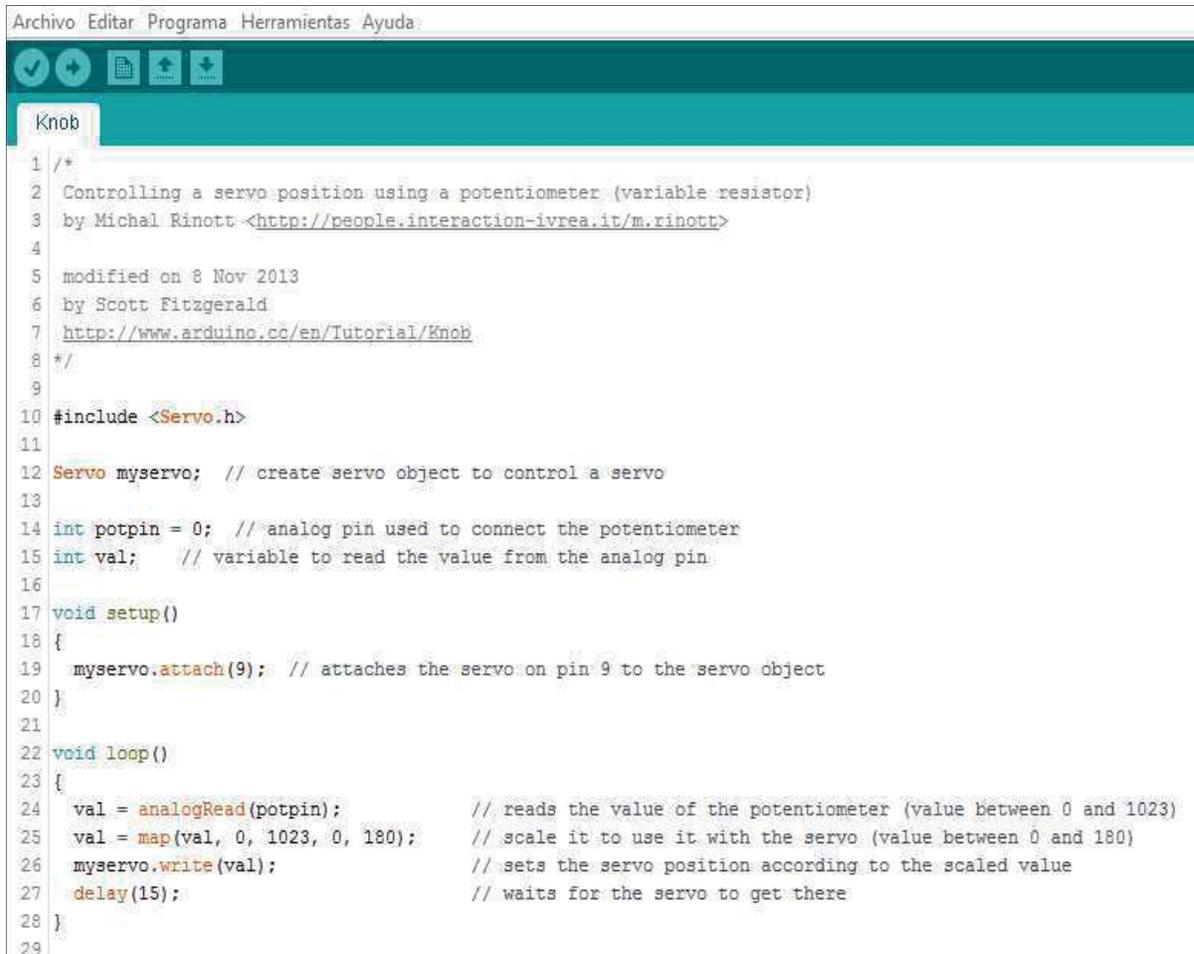


Figura 7. Diagrama de conexiones de los relevadores y potenciómetros.

2.2 Programación de MICRO-SERVO robot en ARDUINO UNO

Durante el diseño del código de programación se llegó a la necesidad de simplificar la estructura de programación, puesto que la mayoría de códigos de programación enfocados al control de servomecanismo llevan una estructura compleja.

Antes de empezar a la realización de nuestro código general se partió del siguiente código encontrado en el menú de ejemplos precargados del entorno desarrollo integrado (IDE) de ARDUINO como se muestra en la figura 8.



```
Archivo Editar Programa Herramientas Ayuda
Knob
1 /*
2 Controlling a servo position using a potentiometer (variable resistor)
3 by Michal Rinott <http://people.interaction-ivrea.it/m.rinott>
4
5 modified on 8 Nov 2013
6 by Scott Fitzgerald
7 http://www.arduino.cc/en/Tutorial/Knob
8 */
9
10 #include <Servo.h>
11
12 Servo myservo; // create servo object to control a servo
13
14 int potpin = 0; // analog pin used to connect the potentiometer
15 int val; // variable to read the value from the analog pin
16
17 void setup()
18 {
19   myservo.attach(9); // attaches the servo on pin 9 to the servo object
20 }
21
22 void loop()
23 {
24   val = analogRead(potpin); // reads the value of the potentiometer (value between 0 and 1023)
25   val = map(val, 0, 1023, 0, 180); // scale it to use it with the servo (value between 0 and 180)
26   myservo.write(val); // sets the servo position according to the scaled value
27   delay(15); // waits for the servo to get there
28 }
29
```

Figura 8. Ejemplo de la utilización del servomotor en el IDE de ARDUINO

Utilizando el ejemplo anterior llevaron las modificaciones pertinentes y necesarias para adaptar nuestro sistema de control de brazo robot para llevar el movimiento articulado de nuestros servomecanismos conjunto con un potenciómetro que defina el ángulo de movimiento de este, llegando al código visto en la figura 9.

A continuación de llevar acabo la explicación detallada de cada parte del código y de la estructura de la programación que llevan acabo el funcionamiento de nuestro proyecto.

Primera que nada, se utilizamos el comando **#include <Servo.h>** para utilizar la librería de control universal del servomotores, puesto que estos son la base del movimiento de nuestras articulaciones.

```
30 servo1.write(pot1);
31
32 pot2 = analogRead(A1);
33 pot2 = map(pot2, 0, 650, 0, 180);
34 servo2.write(pot2);
35
36 pot3 = analogRead(A2);
37 pot3 = map(pot3, 0, 650, 180, 0);
38 servo3.write(pot3);
39
40 press1 = digitalRead(button1);
41 if (press1 == LOW)
42 {
43     servo4.write(90);
44 }
45 else {
46     servo4.write(0);
47 }
48
49 }
50
```

```
proyecto_servo $
1 #include <Servo.h>
2
3 Servo servo1;
4 Servo servo2;
5 Servo servo3;
6 Servo servo4;
7
8
9 int pot1;
10 int pot2;
11 int pot3;
12 int button1 = 8;
13 int press1 = 0;
14
15 void setup()
16 {
17     servo1.attach(0);
18     servo2.attach(2);
19     servo3.attach(4);
20     pinMode(button1, INPUT);
21     servo4.attach(6);
22     digitalWrite(8, HIGH);
23
24 }
25
26 void loop()
27 {
28     pot1 = analogRead(A0);
29     pot1 = map(pot1, 0, 650, 0, 180);
```

Figura 9. Código de programación final de nuestro proyecto

ilización de 4 servomotores correspondientes a cada articulación como

Figura 10. Declaración de servomotores.

variables correspondiente de tipo enteras (int), correspondiente a cada ar

Figura 11. Declaración de variables.

Después de la asociación de nuestras variables se prosigue trabajar dentro de la estructura **void setup** y asociamos los servomotores a una salida PWM física de nuestro Arduino como se muestra en la figura 12.

```

15 void setup()
16 {
17 servo1.attach(0); //Conexión del ser motor al pin digital 0
18 servo2.attach(2); //Conexión del ser motor al pin digital 2
19 servo3.attach(4); //Conexión del ser motor al pin digital 4
20 pinMode(button1, INPUT); //Declararion del puerto 8 como entrada digital
21 servo4.attach(6); //Conexión del ser motor al pin digital 6
22 }

```

Figura 12. Declaración dentro del void setup.

Antes de empezar a trabajar dentro de la estructura void loop que la estructura de repetición infinita se utilizó el ejemplo de lectura analógica precargado en el IDE ARDUINO como se muestra en la figura 13.

```

Archivo Editar Programa Herramientas Ayuda
AnalogInOutSerial
1 /*
2  Analog input, analog output, serial output
3
4  Reads an analog input pin, maps the result to a range from 0 to 255
5  and uses the result to set the pulsewidth modulation (PWM) of an output pin.
6  Also prints the results to the serial monitor.
7
8  The circuit:
9  * potentiometer connected to analog pin 0.
10   Center pin of the potentiometer goes to the analog pin.
11   side pins of the potentiometer go to +5V and ground
12   * LED connected from digital pin 9 to ground
13
14   created 29 Dec. 2008
15   modified 9 Apr 2012
16   by Tom Igoe
17
18   This example code is in the public domain.
19
20   */
21
22 // These constants won't change. They're used to give names
23 // to the pins used:
24 const int analogInPin = A0; // Analog input pin that the potentiometer is attached to
25 const int analogOutPin = 9; // Analog output pin that the LED is attached to
26
27 int sensorValue = 0; // value read from the pot
28 int outputValue = 0; // value output to the PWM (analog out)
29
30 void setup() {
31 // initialize serial communications at 9600 bps:
32 Serial.begin(9600);
33 }
34
35 void loop() {
36 // read the analog in value:
37 sensorValue = analogRead(analogInPin);
38 // map it to the range of the analog out:
39 outputValue = map(sensorValue, 0, 1023, 0, 255);
40 // change the analog out value:
41 analogWrite(analogOutPin, outputValue);
42
43 // print the results to the serial monitor:
44 Serial.print("sensor = ");
45 Serial.println(sensorValue);
46 Serial.print("\t\t output = ");
47 Serial.println(outputValue);
48
49 // wait 2 milliseconds before the next loop
50 // for the analog-to-digital converter to settle
51 // after the last reading:
52 delay(2);
53 }

```

Figura 13. Código de referencia de lectura analógica.

Explicaremos el por qué se utilizó este ejemplo como referencia en la lectura de los valores de entregados por los sensores (potenciómetros) ya que estos cuenta con un giro de aproximadamente 270° y ese giro es leído por el puerto analógico del Arduino de un valor de 0 a 1023 datos, nuestro trabajo es mapear (acotar) el giro del potenciómetro hasta un movimiento de 180°, esta prueba se realizó como se muestra en la figura 14.



Figura 14. Prueba de acotación de movimiento.

Obteniéndose la tabla 1, donde se muestran la acotación de las variables de entrada

Sensor	Rango máximo (giro de 180°)	Rango mínimo (giro de 0°)
POT1	650	0
POT2	650	0
POT3	650	0

Tabla 1. Acotaciones en el tengo de 0° a 180°

Una vez obteniéndose los valores de la acotación para que el giro de nuestros sensores (potenciómetro) para corresponder el movimiento que presenta nuestros servomecanismo (giro de 0° a 180°) se obtuvo el siguiente código como se muestra en la figura 15.

Se asocia el potenciómetro 1 y se acota en el intervalos de 0 a 650 para transformarlo en el intervalo de valores 0° a 180°.

```
void loop()
{
  pot1 = analogRead(A0); //Se asocia el potenciómetro 1 en el puerto A0
  pot1 = map(pot1, 0, 650, 0, 180); //se acota en el intervalos de 0 a 650 para transformarlo en el intervalo de valores 0° a 180°
  servo1.write(pot1); //realiza una escritura en el servomotor 1 del valor acotado

  pot2 = analogRead(A1); //Se asocia el potenciómetro 1 en el puerto A1
  pot2 = map(pot2, 0, 650, 0, 180); //se acota en el intervalos de 0 a 650 para transformarlo en el intervalo de valores 0° a 180°
  servo2.write(pot2); //realiza una escritura en el servomotor 1 del valor acotado

  pot3 = analogRead(A2); //Se asocia el potenciómetro 1 en el puerto A2
  pot3 = map(pot3, 0, 650, 180, 0); //se acota en el intervalos de 0 a 650 para transformarlo en el intervalo de valores 0° a 180°
  servo3.write(pot3); //realiza una escritura en el servomotor 1 del valor acotado

  press1 = digitalRead(button1);
  if (press1 == LOW)
  {
    servo4.write(90);
  }
  else {
    servo4.write(0);
  }
}
```

Figura 15. Estructura del código void loop.

Por último se estableció un arreglo if para la apertura del servomotor de la pinza que consisten el si el botón asociando al pin digital 8 es activado se realiza su apertura dependiendo la acción de la estructura condicional.

Resultados 3

Se realizaron las pruebas pertinentes en nuestro sistema y tras la calibración de nuestros potenciómetros con nuestros servomotores, se terminó el ensamblaje del nuestro brazo robot con el ARDUINO UNO con el código final previamente cargado como se muestra en la figura 16. El diseño del mecanismo de control paralelo (Brazo control o joystick) y de las piezas que componen al servomecanismo basados en la figura 3 y figura 4 como referencia, se estableció de tal manera de crear un diseño propio. En la figura 17 podemos apreciar el brazo del brazo robótico y del brazo de control.



Figura 16. Pruebas del Modelo físico construido del brazo robótico y de brazo de control (control paralelo)



Figura 17. Modelo físico construido del brazo robótico y de brazo de control (control paralelo) después de las pruebas.

Conclusiones

M-S ROBOT es un proyecto innovador el cual nos permite realizar un control más interactivo y eficiente en una línea de producción, así como facilitar el manejo de materiales mediante un brazo robótico el cual se controla manualmente por cualquier persona sin necesidad de una capacitación especial.

Aplicaciones

Académicas, escuelas: Para crear una introducción y un impulso a los alumnos en el aprendizaje de la robótica, instrumentación y control.

Industriales: Para hacer más eficiente, un proceso que requiera la intervención de personas, pero con la seguridad y la eficiencia de los robot para salvaguardar la integridad de estas.

Unas de las mejores características son la rapidez, el fácil manejo, el control, la eficiencia y el costo menor de producción.

Diferentes tipos de brazo robóticos se encuentran en el mercado, pero debido a sus altos costos y su complejidad en la operación del mismo no cumplen con las expectativas de inversión.

Una de las principales ventajas de M-S ROBOT a diferencia de los distintos brazos robóticos que se encuentra en el mercado es su facilidad de operación debido a su interfaz de control innovador.

Mediante este sistema de control de brazo robótico se pueden realizar muchas actividades que en su mayoría el hombre se encuentra limitado, el cual gracias a este sistema se puede manejar de forma indirecta materiales muy pesados y peligrosos, por medio de un control físico de fácil uso, el cual no requiere de experiencia amplia al momento de utilizarse.

La fabricación de este sistema es muy fácil gracias a la placa Arduino Uno, además que es de un bajo costo y muy eficiente al momento de realizar sus tareas.

Referencias

- [1] Rey Arias, C. A. (2014). *Diseño e implementación de un sistema integrado de clasificación y control de calidad utilizando un manipulador tipo delta y mano robótica antropomórfica*. Recuperado el 2015, de http://repository.unimilitar.edu.co/bitstream/10654/12058/1/Libro_sistema_integración.pdf
- [2] MCI, I. (s.f.). *Arduino*. Recuperado el Mayo de 2017, de ¿Qué es Arduino?: : <http://arduino.cl/que-es-arduino/>

Cap. 16 Propuesta de Metodología para la Implementación de Algoritmos de Inteligencia Artificial en Hardware Reconfigurable

Juan Manuel Ramos Arreguín^{1*}, Manuel Toledano Ayala¹, Juvenal Rodríguez Reséndiz¹, Marco Antonio Aceves Fernández¹, Carlos Alberto Ramos Arreguín²

Universidad Autónoma de Querétaro
¹Facultad de Ingeniería, ²Facultad de Informática
*jsistdig@yahoo.com.mx

Resumen

Este trabajo presenta una propuesta de metodología para la implementación de un algoritmo difuso en dispositivos lógicos programables, como son los FPGA e incluso microcontroladores. El uso de algoritmos de lógica difusa para la solución de problemas se ha incrementado drásticamente, especialmente con el avance y evolución de los sistemas embebidos basados en microprocesadores y FPGAs. La implementación de un algoritmo difuso en hardware no es algo trivial, resulta complejo, especialmente si no se tiene experiencia suficiente en la implementación de algoritmos en hardware. Utilizando esta metodología resulta más sencillo la implementación, siempre y cuando ya se cuente con la definición adecuada del algoritmo difuso. Se presenta un caso de estudio, y se realiza una comparación con los resultados obtenidos en Matlab al evaluar el mismo algoritmo difuso.

Palabras clave: FPGA, sistemas embebidos, lógica difusa, metodología.

1. Introducción

El uso de dispositivos reprogramables se ha extendido a todos los ámbitos de aplicación. El principal motivo es su re-programación y paralelismo natural. Así mismo, el uso de herramientas de software es importante en el desarrollo de aplicaciones basadas en hardware.

Como parte del trabajo que se ha desarrollado en base a la implementación de algoritmos de lógica difusa, tenemos

Se ha desarrollado trabajos comparativos de implementación de controladores inteligentes en hardware y en general se ha visto la gran ventaja de utilizar el paralelismo natural del hardware reconfigurable [1] [2] [3].

Se ha implementado algoritmos difusos en el desarrollo de controladores aplicados en el área de energías renovables, utilizando dispositivos lógicos programables [4] [5]. En el desarrollo de aplicaciones de lógica difusa, se presenta una implementación de un sistema neuro-difuso con habilidad de aprendizaje metaheurístico [6]. También se desarrolla un autómatas celular difuso, así como su implementación en FPGA utilizando un modelo paralelo [7].

En procesamiento de imágenes se utiliza para reconocimiento de bordes en algoritmos de reconocimiento de patrones [8]. En robótica se tiene el desarrollo de un controlador difuso-PI para un robot omnidireccional [9]. Así mismo, se tiene el desarrollo de hardware paralelo y escalable para navegación de robots con ruedas, embebido en FPGA [10].

En aplicaciones Biomédicas, se realiza la implementación de un algoritmo difuso en tecnología VLSI para segmentación cerebral. [11].

1.1 Lógica Difusa

La lógica difusa se utiliza como un método matemático para resolver un problema que tiene un comportamiento no lineal, o que el modelado matemático del comportamiento del proceso resulta muy complicado o casi imposible de obtener. Desde otro punto de vista, la lógica difusa permite desarrollar soluciones considerando el punto de vista, experiencia e intuición de una persona, respecto al problema específico a resolver. Por ejemplo, si se trata de controlar la apertura y cierre de una válvula para controlar la temperatura de una caldera, y el control de la apertura y la realiza una persona, teniendo como retroalimentación un medidor de presión, entonces la persona decide que tanto se abre o cierra la válvula, dependiendo de la diferencia entre la temperatura actual de la caldera y la temperatura deseada. Los algoritmos de lógica difusa tratan de modelar la experiencia de un experto, de manera que se pueda resolver de manera adecuada un problema de este tipo.

El diagrama a bloques de la figura 1 muestra las partes de que se compone un algoritmo difuso, el cual consiste principalmente en: Entradas y salidas lingüísticas, fusificación, reglas difusas y defusificación.

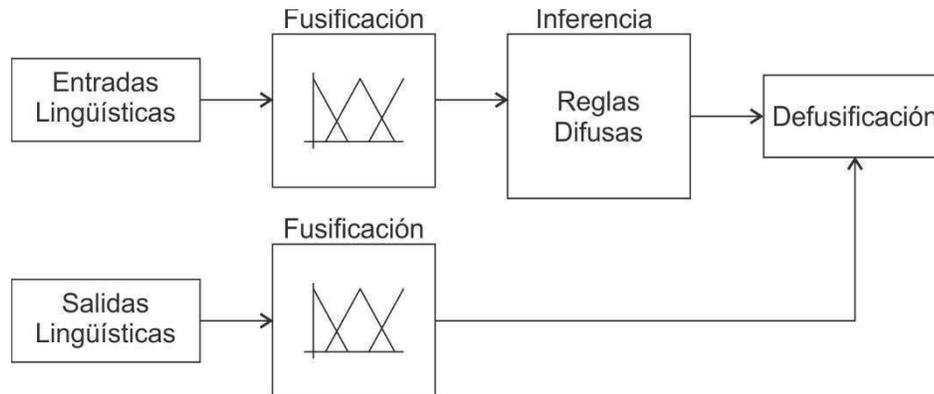


Figura 1. Diagrama a bloques de un algoritmo difuso.

La figura 1 muestra varios aspectos importantes:

- Entradas Lingüísticas.** Representan la medición de una condición externa de la planta. Se expresa utilizando un lenguaje común, para relacionar la importancia de la variable con lo que se está midiendo.
- Salidas Lingüísticas.** Representa la salida del algoritmo, expresado con un nombre que se puede relacionar con el efecto que se va a causar en la planta, dependiendo del tipo de actuador.
- Fusificación.** En este bloque es donde las variables lingüísticas son codificadas al algoritmo difuso. En este proceso, cada variable lingüística de entrada y de salida son divididas en diferentes intervalos, utilizados para la implementación de las funciones miembro.
- Reglas Difusas.** También se le conoce como Sistema de Inferencia. Las reglas se utilizan para realizar una descripción aproximada del comportamiento del problema a resolver, y se basa en la realización de preguntas, donde a la salida se le llama consecuente.
- Defusificación.** Este es el último paso del algoritmo difuso, donde se toma el resultado de la evaluación de las reglas difusas, y se traslada el resultado al mundo real, para indicar el nivel de acción que se debe aplicar a la variable de salida.

Esto es, en general, los pasos del algoritmo difuso para su implementación. Sin embargo, una parte muy importante es la implementación en hardware. Generalmente, este tipo de algoritmos se implementa básicamente en una computadora, por la facilidad de los lenguajes, así como en el manejo de los distintos tipos de variables. La dificultad al momento de querer implementar este tipo de algoritmos en un dispositivo lógico programable, es la limitación de los recursos disponibles, así como el manejo de la cantidad de bits que se deseen utilizar. Los siguientes puntos del artículo se enfocan a la manera como se puede resolver esta problemática.

2. Propuesta de Método

La figura 2 muestra la metodología propuesta para la implementación de un algoritmo difuso, en un proyecto descriptivo de hardware en lenguaje VHDL, y su implementación se describe enseguida.

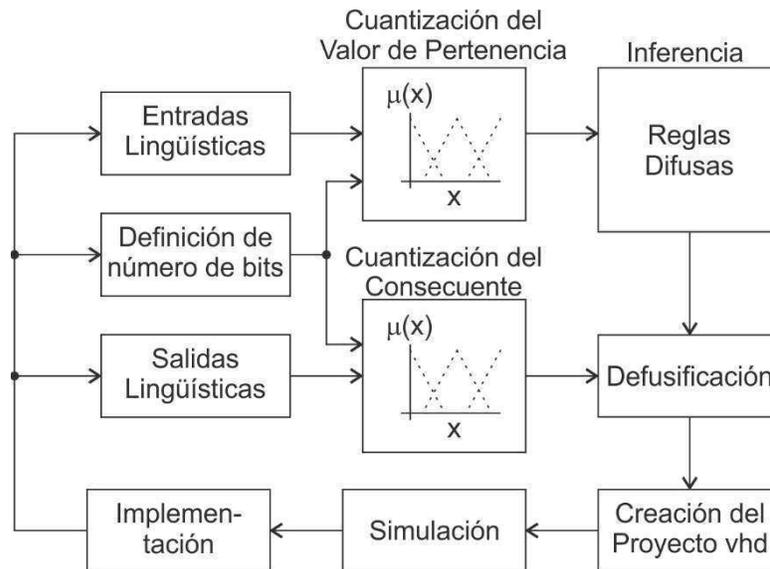


Figura 2. Metodología propuesta.

2.1 Definición de número de bits.

Aquí se define el número de bits a utilizar en el proceso de cuantización de las funciones miembro de las entradas y las salidas. Se considera la variable nb para el número de bits para la cuantización de las entradas y las salidas. Para los ejemplos siguientes se considera $nb=3$.

2.2 Entradas y salidas lingüísticas.

Definidas por el usuario, son las entradas que se relacionan con las señales provenientes de la planta que se desea controlar. Las salidas, representan el valor requerido como la salida del algoritmo difuso, para controlar deseado. Se requiere que el proceso que se propone, se requiere que el intervalo numérico de las señales de entrada, esté normalizado.

2.3 Cuantización del valor de pertenencia de las funciones miembro.

El primer paso es la discretización del valor de pertenencia $\mu(x)$ de cada una de las funciones miembro, utilizando los nb bits definidos por el usuario, y utilizando Tablas de Acceso a Datos (LUT). En la figura 3a se muestra las funciones miembro de la entrada lingüística x . La figura 3b muestra las LUTs, donde se encuentra los valores de pertenencia cuantizados de la entrada x para cada una de las funciones miembro.

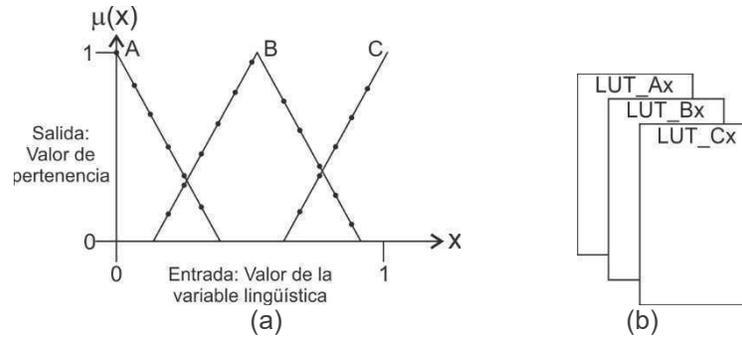


Figura 3. (a) Funciones miembro discretizadas. (b) Tablas de acceso a datos, donde se cuantizan los valores de pertenencia de la variable x para la función de pertenencia.

2.4 Cuantización del consecuente.

Este paso es similar al de cuantización de las funciones miembro solo que, en este caso, la entrada es el valor de implicación de las reglas difusas, $\mu(R)$, y la salida corresponde al consecuente de la evaluación de las reglas. Existe dos maneras de realizar la implementación de las funciones miembro de las salidas. La primera de ellas, se muestra en la figura 4, donde la implementación es utilizando las LUTs, de manera similar a la figura 3b.

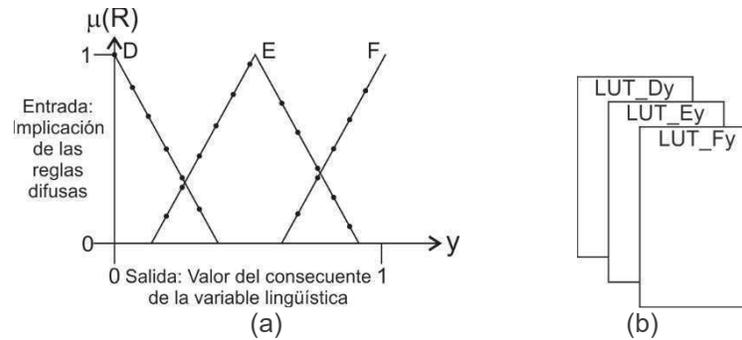


Figura 4. (a) Funciones miembro de la variable de salida discretizadas. (b) Tablas de acceso a datos, donde se cuantizan los valores consecuentes para cada función miembro de la variable de salida y.

La segunda manera de implementar las funciones miembro de la salida, es utilizando funciones impulso, como se muestra en la figura 5, evitando el uso de LUTs, y en consecuencia, con un ahorro considerable de recursos de hardware.

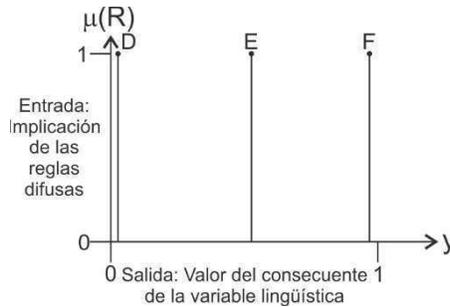


Figura 5. Funciones miembro de la variable de salida utilizando funciones impulso.

En este trabajo se utilizan funciones impulso como funciones miembro de la variable lingüística de salida.

2.5 Reglas difusas.

Las reglas difusas son la parte esencial de un algoritmo difuso, y por lo general, se diseñan por expertos en el área de aplicación del algoritmo. La regla difusa se compone de 2 partes: antecedente y consecuente. Un ejemplo de regla difusa se muestran en (1), (2) y (3), considerando 2 entradas lingüísticas x, y y solo una salida z . Las funciones miembro respectivas se muestran en la figura 6.

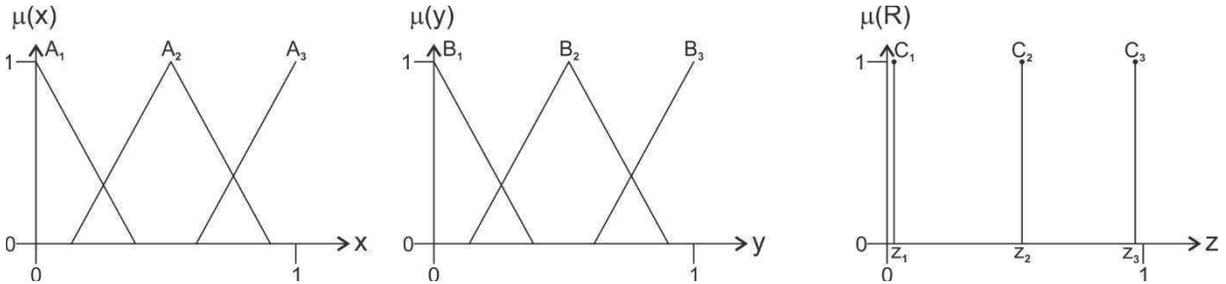


Figura 6. Funciones miembro de las variables de entrada (x, y) y de salida (z).

$$R_1: \text{if } x \text{ is } A_1 \text{ and } y \text{ is } B_1 \text{ then } C_2 \quad (1)$$

$$R_2: \text{if } x \text{ is } A_3 \text{ or } y \text{ is } B_2 \text{ then } C_1 \quad (2)$$

$$R_3: \text{if } x \text{ is } A_2 \text{ and } y \text{ is } B_3 \text{ then } C_3 \quad (3)$$

La regla difusa (1) tiene como antecedente $x \text{ is } A_1 \text{ and } y \text{ is } B_1$, y el consecuente es C_2 . En (2), el antecedente es $x \text{ is } A_3 \text{ and } y \text{ is } B_2$ y el consecuente es C_1 . Para que la regla pueda ser evaluada, se requiere los valores de pertenencia de cada una de las entradas respecto a las reglas difusas. En el caso de las entradas x_1 y y_1 , se obtienen los valores de pertenencia, como se muestra en la figura 7.

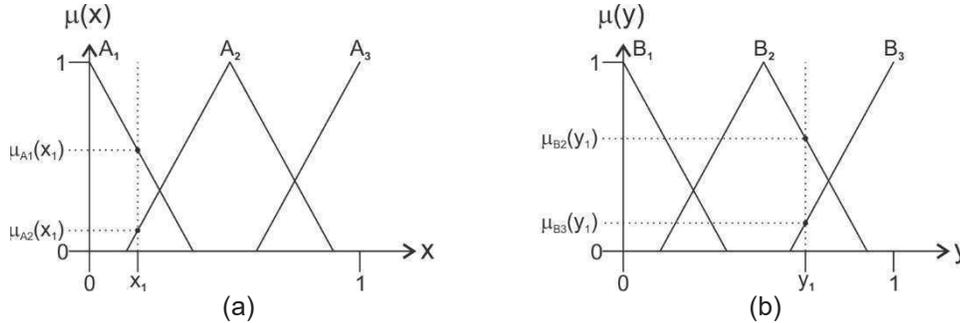


Figura 7. Funciones miembro de las variables lingüísticas de entrada x, y .

La evaluación de los antecedentes de las reglas difusas se realiza de acuerdo a (4) y (5), dependiendo del tipo de operador, que puede ser OR o AND.

$$AND: \mu_R(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad (4)$$

$$OR: \mu_R(x) = \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad (5)$$

De acuerdo a (4) y (5), el valor de implicación de las reglas difusas queda como se muestra en (6) a (8).

$$\mu_{R1}(x_1, y_1) = \min\{\mu_{A1}(x_1), \mu_{B1}(y_1)\} \\ \mu_{R1}(x_1, y_1) = \min\{\mu_{A1}(x_1), 0\} = 0 \quad (4)$$

$$\mu_{R2}(x_1, y_1) = \max\{\mu_{A3}(x_1), \mu_{B2}(y_1)\} \\ \mu_{R2}(x_1, y_1) = \max\{0, \mu_{B2}(y_1)\} = \mu_{B2}(y_1) \quad (5)$$

$$\mu_{R3}(x_1, y_1) = \min\{\mu_{A2}(x_1), \mu_{B3}(y_1)\} \quad (6)$$

Estos valores son utilizados en conjunto con las funciones miembro de la variable de salida, para la etapa de defusificación.

2.6 Defusificación.

En esta etapa, se utiliza los valores implícitos μ_R obtenidos en la evaluación de las reglas en (4), (5) y (6), multiplicando el valor implícito por el valor del consecuente indicado por la regla. Esto se muestra en la figura 8.

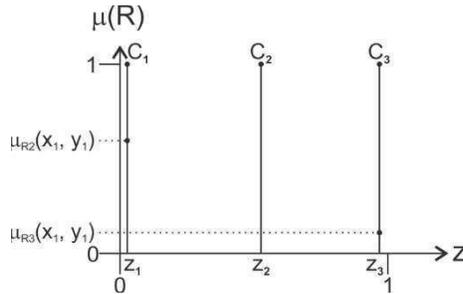


Figura 8. Relación entre los valores implícitos de las reglas, y el consecuente con las funciones miembro de salida.

Para obtener la defusificación, se realiza de acuerdo a (7).

$$z(x_1, y_1) = \sum_{i=1}^{nr} \frac{\mu_{Ri} z_i}{nz} \quad (7)$$

Donde: nr es el número de reglas difusas, y nz es el número de reglas cuyo valor implícito es diferente de 0. Finalmente, la salida está dada por $z(x_1, y_1)$.

3. Proceso de implementación.

Para el proceso de implementación en hardware de un algoritmo difuso, se propone seguir los siguientes pasos.

3.1 Cuantización de las funciones miembro.

La figura 9 muestra el diagrama en Bloques Descriptivos de Hardware (BDH), de la implementación de una variable de entrada, considerando todas sus funciones miembro. Este bloque se repite tantas veces como entradas difusas se tienen.

La figura 9(a) muestra la entidad para la implementación de las funciones miembro de una entrada lingüística, utilizando tablas de acceso a datos (LUT). La figura 9(b) muestra la arquitectura de la implementación. En esta figura se utilizan 3 funciones miembro para la entrada, y se implementa las LUTs utilizando un multiplexor(Mux), donde las entradas al Mux son los valores de pertenencia obtenidos al realizar un barrido de la entrada desde 0 hasta 1, con la resolución determinada por el número de bits (n), seleccionado por el usuario. La entrada a las LUT es el valor de la entrada lingüística cuantizada con n bits. Finalmente, se utiliza la señal de entrada Selector de Regla (SR) para obtener el valor de pertenencia μ de la función miembro respectiva. La señal SR tiene un tamaño de m bits, el cual se calcula de acuerdo a (8), donde nMF es el número de funciones miembro de la entrada lingüística.

$$m = \text{int} \left[\frac{\log(nMF)}{\log(2)} \right] + 1 \quad (8)$$

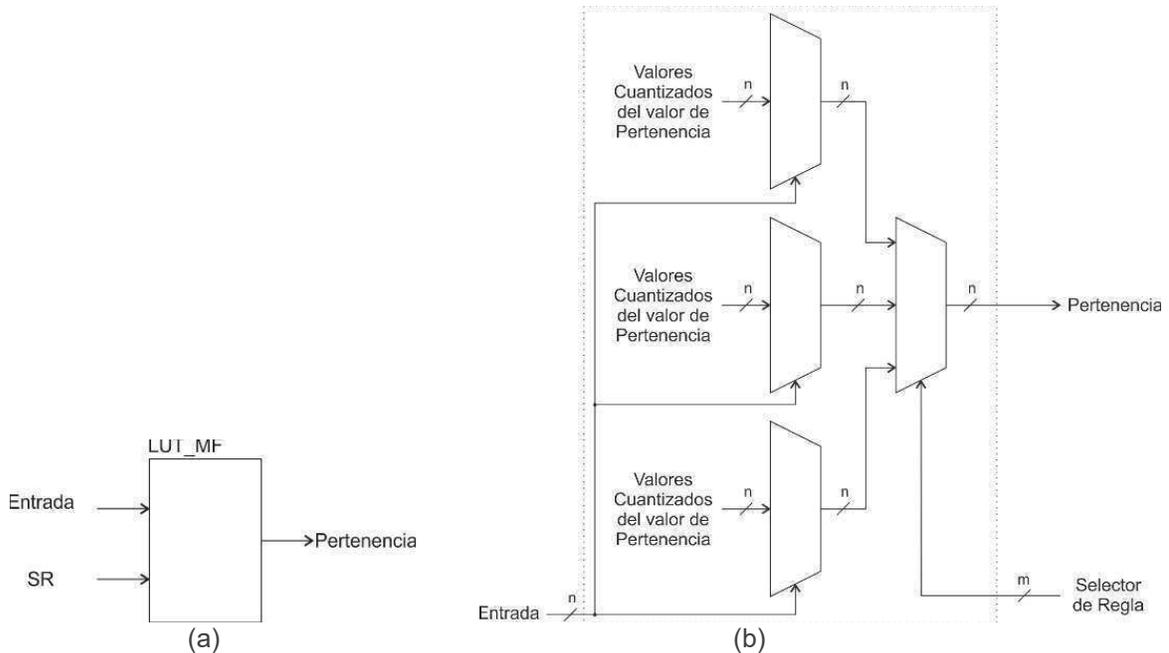


Figura 9. Funciones miembro de las entradas, ya cuantizadas. (a) Entidad. (b) Arquitectura.

En el caso de las funciones miembro de la salida, se ha recomendado utilizar funciones impulso como se muestra en la figura 8, de acuerdo a (9).

$$\mu(R) = \begin{cases} 1 & \text{si } z = z_1 \\ 0 & \text{otros} \end{cases} \quad (8)$$

Por lo tanto, la implementación en BDH de las funciones miembro de salida, se realiza en una sola LUT. La figura 10 muestra la entidad y la arquitectura en BDH de la implementación de las funciones miembro de salida, donde la señal SR proviene del manejo de las reglas difusas, la cual sirve para conocer el valor del consecuente respectivo.

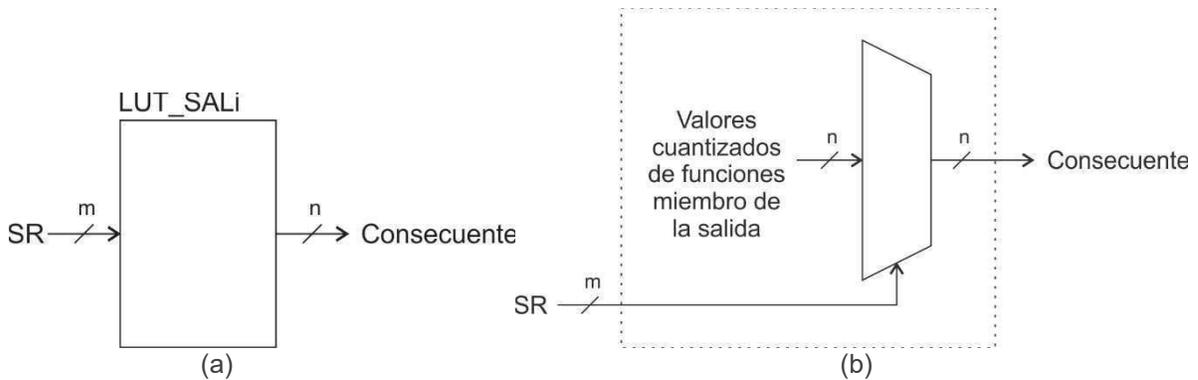


Figura 10. Cuantización de las funciones miembro de las salidas.

3.2 Implementación del proceso de reglas difusas

La base de la implementación de las reglas difusas son las ecuaciones (4) y (5), y consisten básicamente en determinar la entrada que es mayor o menor, dependiendo del operador lógico utilizado en la regla respectiva. La implementación en hardware de esta etapa de muestra en la figura 11.

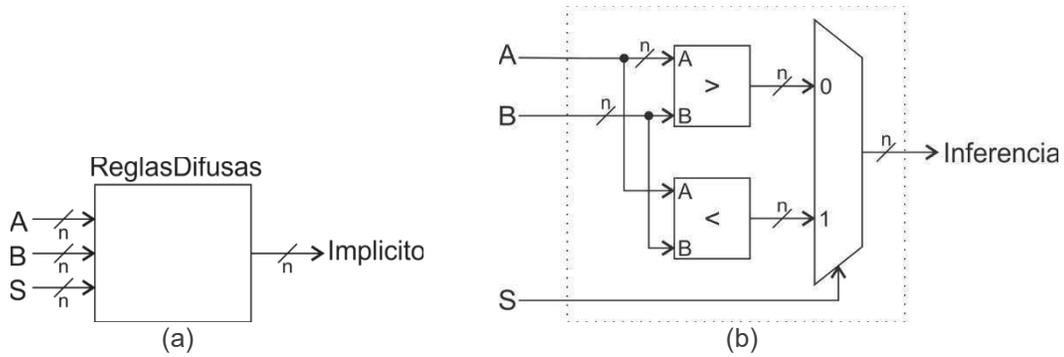


Figura 11. BDH para la implementación de las reglas difusas en hardware. (a) Entidad. (b) Arquitectura.

3.3 Implementación de la defusificación.

Consiste básicamente en la implementación de la ecuación (7), siguiendo el proceso que se describe en la figura 12. En este punto, se utiliza un registro para almacenar los resultados parciales de la multiplicación del consecuente y del implícito. Una vez realizada la suma de todos los resultados, es necesario identificar cuantas reglas dieron el valor de implícito diferente a 0, para poder realizar el promedio y finalmente, obtener la salida defusificada.

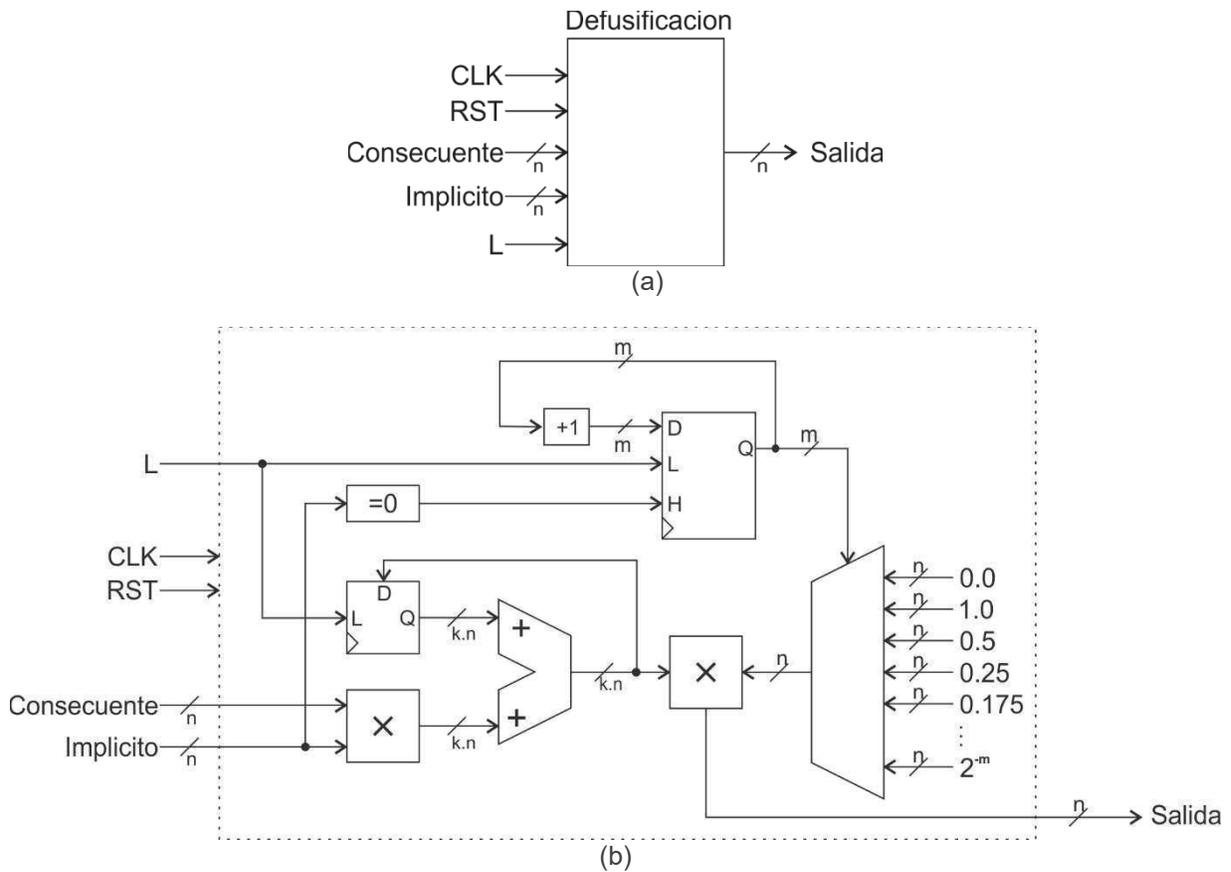


Figura 12. BDH para la implementación del proceso de defusificación. (a) Entidad. (b) Arquitectura.

3.4 Implementación general.

Finalmente, la figura 13 muestra la entidad y arquitectura general para la implementación del algoritmo difuso en VHDL, siendo esta la propuesta del presente trabajo.

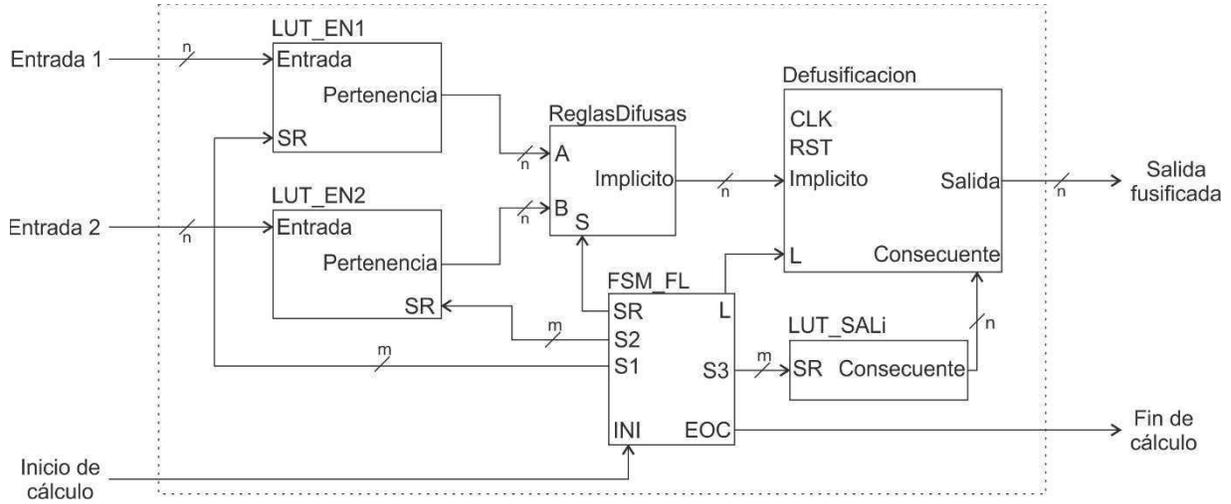


Figura 13. Arquitectura de Hardware para la implementación de un algoritmo difuso tipo Mamdani.

Enseguida, se presenta una prueba de implementación de un algoritmo difuso.

4. Pruebas y resultados.

Consideremos el caso de un algoritmo difuso de 2 entradas y una salida, con funciones miembro como las que se muestran en la figura 14 y figura 15. Las variables lingüísticas de entrada son *Temperatura* y *Humedad*. La variable de salida es *Ventilador*. Cada una de las 3 variables tienen 3 funciones miembro. El propósito es controlar la temperatura y humedad de un cuarto, utilizando un ventilador como extractor de aire.

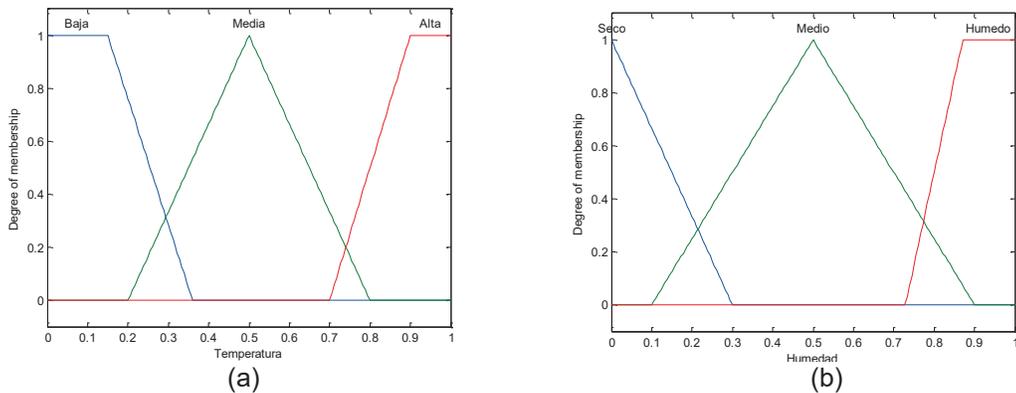


Figura 14. Entradas lingüísticas de un algoritmo difuso. (a) Funciones miembro de *Temperatura*. (b) Funciones miembro de *Humedad*.

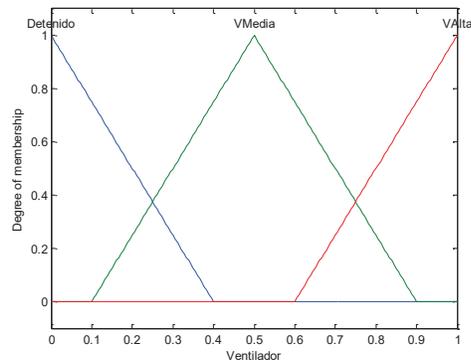


Figura 15. Funciones miembro de la salida lingüística *Ventilador*.

4.1 Cuantización de las funciones miembro.

La cuantización se realiza utilizando 4 bits de resolución. La figura 16 muestra las funciones miembro de Temperatura, discretizadas a 4 bits.

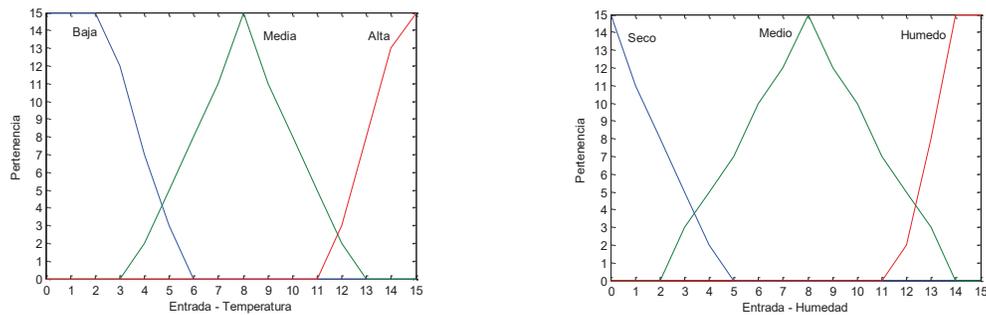


Figura 16. Funciones miembro de las entradas cuantizadas a 4 bits.

La tabla 1 muestra los valores de las LUTs obtenidas para las funciones miembro de la entrada Humedad y la tabla 2 muestra las LUTs para Temperatura.

Tabla 1. LUT para las funciones miembro de la entrada Humedad.

Función Miembro	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Seco	1111	1111	1111	1101	1000	0011	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000
Medio	0000	0000	0000	0000	0010	0110	1001	1100	1111	1100	1001	0110	0010	0000	0000	0000
Humedo	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0100	1001	1101	1111

Tabla 2. LUT para las funciones miembro de la entrada Temperatura.

Función Miembro	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Baja	1111	1100	1001	0110	0010	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000
Media	0000	0000	0000	0011	0110	1000	1011	1101	1111	1101	1011	1000	0110	0011	0001	0000
Alta	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0010	1001	1111	1111

La implementación en BDH se muestra en la figura 17, donde $n=4$.

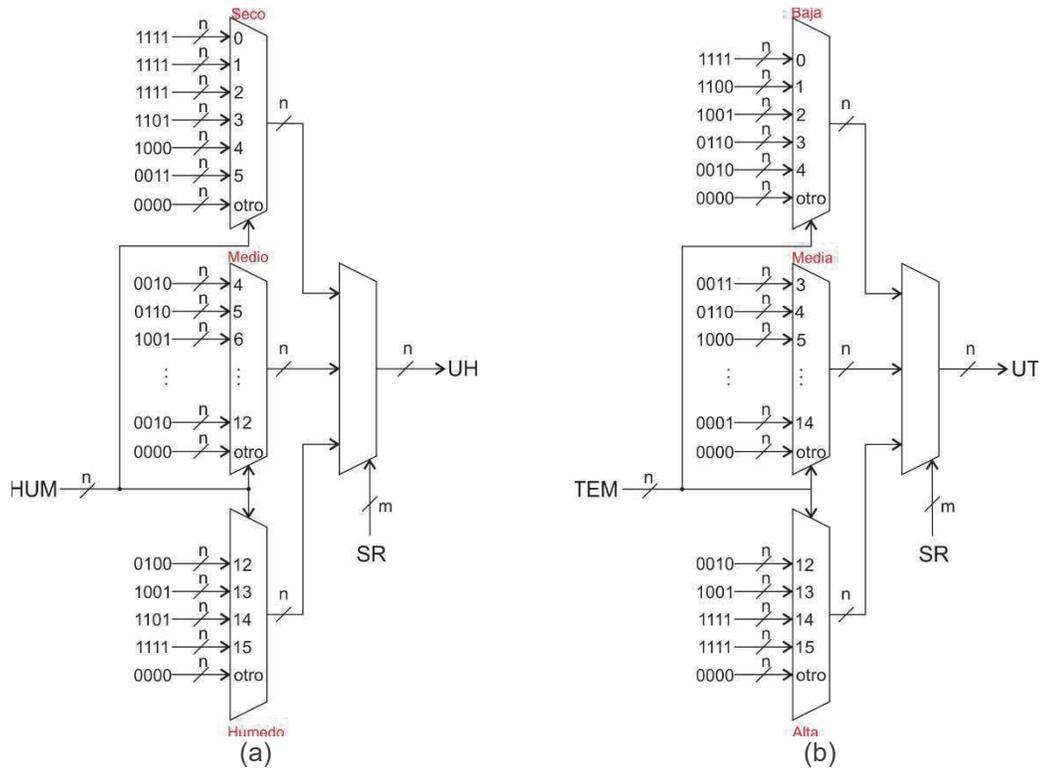


Figura 17. Funciones miembro de las entradas cuantizadas a 4 bits. (a) Humedad. (b) Temperatura.

La implementación de la variable de salida, se muestra en la figura 18.

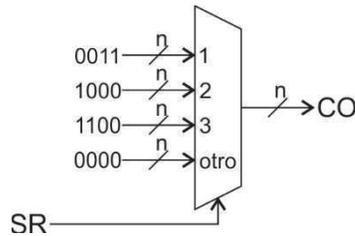


Figura 18. LUT del consecuente de la variable de salida.

Las reglas difusas a utilizar se muestran en (9).

- (9)
- if Temperatura is Baja and Humedad is Medio then Ventilador is Detenido*
 - if Temperatura is Media and Humedad is Humedo then Ventilador is VMedia*
 - if Temperatura is Alta and Humedad is Seco then Ventilador is VAlta*
 - if Temperatura is Media or Humedad is Medio then Ventilador is VAlta*
 - if Temperatura is Alta or Humedad is Humedo then Ventilador is VAlta*

La figura 19 muestra la arquitectura en BDH de la implementación del hardware en FPGA.

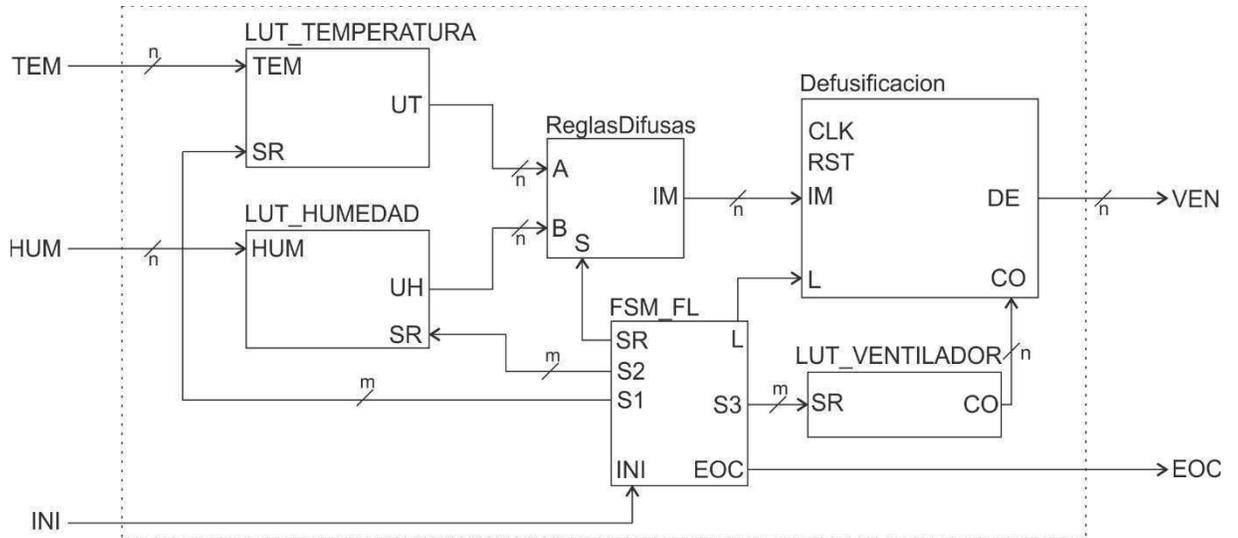


Figura 19. Arquitectura de la implementación del algoritmo difuso en BDH.

En la tabla 3 se muestran algunos resultados con resolución de 4 bits, y se compara con los obtenidos en Matlab. Así mismo, se muestran resultados en la tabla 4, utilizando 8 bits de resolución.

Tabla 3. Resultados de la implementación de la figura 19, utilizando 4 bits de resolución.

Entradas Lingüísticas		Cuantización a 4 bit		Salida defusificada Ventilador	
Temperatura	Humedad	Temperatura	Humedad	FPGA	Matlab
0.5	0.5	1000	1000	1101/0.8125	0.89
0.3165	0.757	0101	1100	1011/0.6875	0.63
0.1881	0.8303	0011	1101	1110/0.8750	0.82
0.0963	0.1239	0001	0001	1000/0.5000	0.39

Se realiza la misma prueba, pero ahora utilizando 8 bits, y los resultados se muestran en la siguiente tabla.

Tabla 4. Resultados de la implementación de la figura 19, utilizando 8 bits de resolución.

Entradas Lingüísticas		Cuantización a 8 bit		Salida defusificada Ventilador	
Temperatura	Humedad	Temperatura	Humedad	FPGA	Matlab
0.5	0.5	10000000	10000000	11011011/0.855	0.89
0.3165	0.757	01010001	11000001	10010011/0.574	0.63
0.1881	0.8303	00110000	11010101	11001101/0.800	0.82
0.0963	0.1239	00011000	00011111	01001101/0.300	0.39

Como se puede observar en las tablas 2 y 3, es importante la selección del número de bits. La metodología no incluye la manera de elegir estos valores, pues eso depende directamente del usuario. Dependiendo de la cantidad de bits a utilizar, depende la resolución del algoritmo, y en consecuencia,

de los resultados. Sin embargo, escoger una cantidad de bits muy elevada puede conducir a un desperdicio de área de implementación, pues se tendrá en las LUTs muchos valores repetidos.

5. Conclusiones

El presente trabajo muestra una alternativa para implementar un algoritmo difuso en hardware, utilizando una arquitectura simple, y que puede ayudar a una rápida implementación. Como se puede ver en la sección de resultados, es importante la correcta selección del número de bits a utilizar. En este caso, se utilizan 4 y 8 bit para las pruebas. Se puede apreciar que los resultados mejoran en comparación a lo obtenido en Matlab, cuando se usan más bits.

Sin embargo, la cantidad de bits a utilizar va a depender en mucho del usuario final y de la aplicación que esté realizando. Por esto, la contribución del trabajo es básicamente una propuesta de método para implementar un algoritmo difuso.

Como trabajo a futuro, se tiene el desarrollo y pruebas de implementación dando una mayor importancia a la velocidad de implementación.

Referencias

- [1] Chekired, F., Larbes, C., & Mellit, A. “*Comparative study between two intelligent MPPT-controllers implemented on FPGA: application for photovoltaic systems*”, International Journal of Sustainable Energy. Volúmen 33, número 3, páginas 483-499. 2014.
- [2] Lu, J. J., Huang, H. H., & Chou, H. P. “*Evaluation of an FPGA-based fuzzy logic control of feed-water for ABWR under automatic power regulating*”. Progress in Nuclear Energy, Volúmen 79, páginas 22-31. 2015.
- [3] Schrieber, M. D., & Biglarbegan, M. “*Hardware implementation and performance comparison of interval type-2 fuzzy logic controllers for real-time applications*”. Applied Soft Computing, Volúmen 32, páginas 175-188. 2015.
- [4] Suganthi, L., Iniyar, S., & Samuel, A. A. “*Applications of fuzzy logic in renewable energy systems—a review*”. Renewable and Sustainable Energy Reviews, Volúmen 48, páginas 585-607. 2015.
- [5] Abbes, H., Loukil, K., Abid, H., Abid, M., & Toumi, A. “*Implementation of Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Fuzzy Logic Controller on FPGA*”. Journal of Information Assurance and Security, Volumen 11, Número 2, páginas 97-106. 2016.
- [6] Karakuzu, C., Karakaya, F., & Çavuşlu, M. A. “*FPGA implementation of neuro-fuzzy system with improved PSO learning*”. Neural Networks, Volumen 79, páginas 128-140.
- [7] Ntinis, V. G., Moutafis, B. E., Trunfio, G. A., & Sirakoulis, G. C. “*GPU and FPGA parallelization of fuzzy cellular automata for the simulation of wildfire spreading*”. In *Parallel Processing and Applied Mathematics*. Páginas 560-569. Springer International Publishing. 2016.
- [8] Ontiveros-Robles, E., Vázquez, J. G., Castro, J. R., & Castillo, O. “*A FPGA-Based Hardware Architecture Approach for Real-Time Fuzzy Edge Detection*”. In *Nature-Inspired Design of Hybrid Intelligent Systems*. Página 519-540). Springer International Publishing. 2017.
- [9] Masmoudi, M. S., Krichen, N., Koesdwiady, A. B., Karray, F., & Masmoudi, M. “*Design and FPGA Implementation of a Fuzzy-PI Controller for Omnidirectional Robot System*”. In *Robot Intelligence Technology and Applications*. Volumen 4, páginas 141-152. Springer International Publishing. 2017.
- [10] Nedjah, N., Sandres, P. R. S., & de Macedo Mourelle, L. “*Fully Scalable Parallel Hardware for Wheeled Robot Navigation Using Fuzzy Control*”. In *Designing with Computational Intelligence*, páginas 69-85. Springer International Publishing. 2017.
- [11] Preethi, S. “*VLSI Implementation of Brain Tumor Segmentation Using Fuzzy C-Mean Clustering*”. Networking and Communication Engineering, Volumen 9, número 3, páginas 56-58. 2017.

Modelado y Control de Sistemas Mecatrónicos

Asociación Mexicana de Mecatrónica A.C.
Prolongación Corregidora Norte No. 168, interior E
Col. El Cerrito, C.P. 76160, Querétaro, Qro.
Se tiraron 2000 ejemplares, en formato digital pdf, tipo CD,
Tamaño: 50 Mb.

ISBN: 978-607-9394-10-3

Las opiniones expresadas por los autores de los capítulos del libro no reflejan la postura de la Asociación Mexicana de Mecatrónica A.C. La información presentada en cada capítulo es responsabilidad de los autores de cada capítulo. El libro es una publicación de acceso abierto, distribuido bajo los términos de la Asociación Mexicana de Mecatrónica A. C., la cual permite el uso, distribución y reproducción sin restricciones por cualquier medio, siempre y cuando los trabajos estén apropiadamente citados, respetando la autoría de las personas que realizaron los capítulos.