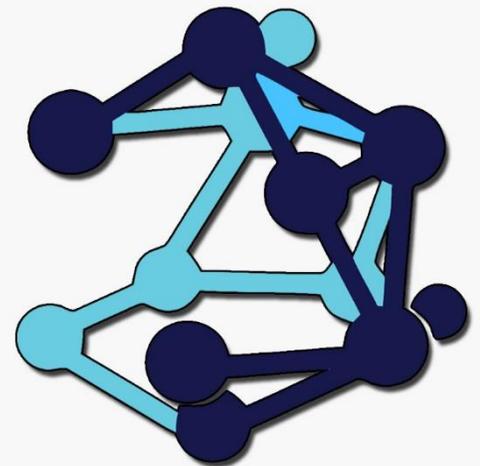
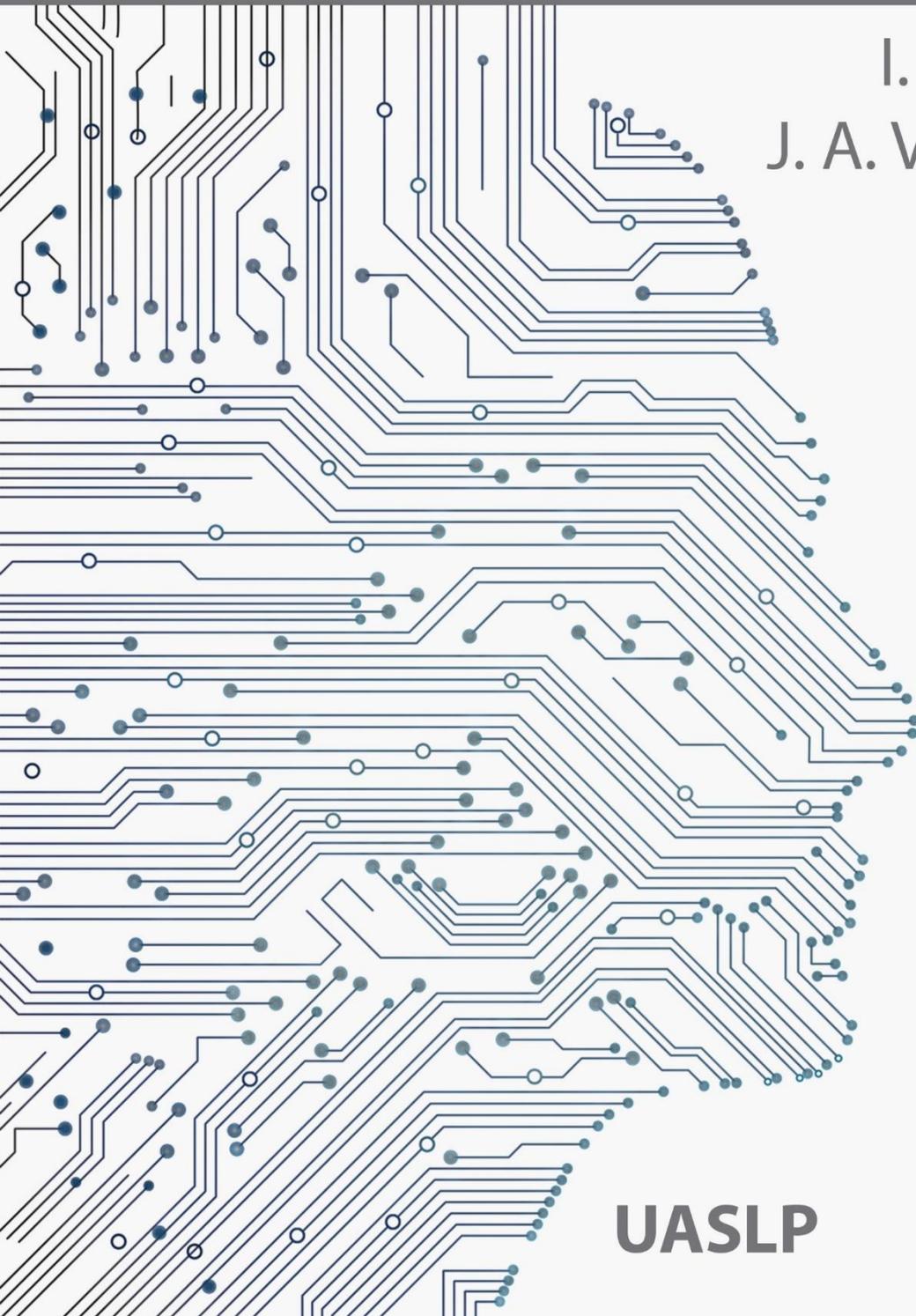


Circuitos y Sistemas Multidisciplinar

Vol. 1

I. Campos Cantón
J. A. Vértiz Hernández



UASLP

Circuitos y Sistemas Multidisciplinar Vol. 1

I. Campos Cantón
J. A. Vértiz Hernández

Tecnología y ciencias aplicadas

Colección: Señales Caóticas, Biológicas y Electrónicas.

© Isaac Campos Cantón, Juan Alberto Vértiz Hernández.
D. R. © Universidad Autónoma de San Luis Potosí 2019

Edición a cargo M. C. Juan Alberto Vértiz Hernández y Dr. Isaac Campos Cantón

Diseño editorial: M. C. Juan Alberto Vértiz Hernández

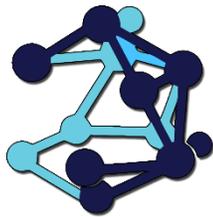
Circuitos y Sistemas Multidisciplinar Vol. 1 by Isaac Campos Cantón y Juan Alberto Vértiz Hernández is licensed under CC BY-NC-ND 4.0



ISBN: 978-607-535-087-5 (e-Libro)

Este libro es una publicación de acceso abierto, tiene la licencia de Creative Commons Attribution 4.0 International License (<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>), que permite el uso, intercambio, adaptación, distribución y reproducción en cualquier medio o formato, siempre que dé el crédito apropiado al autor (es) original (es) y la fuente, proporcione un enlace a la licencia Creative Commons e indique si se realizaron cambios. Este libro está incluido en la licencia Creative Commons del libro, a menos que se indique lo contrario en una línea de crédito del material. Si el material no está incluido en la licencia Creative Commons del libro y su uso previsto no está permitido por la normativa legal o excede el uso permitido, deberá obtener el permiso directamente del titular de los derechos de autor. El uso de nombres descriptivos generales, nombres registrados, marcas comerciales, marcas de servicio, etc. en esta publicación no implica, incluso en ausencia de una declaración específica, que dichos nombres estén exentos de las leyes y regulaciones de protección pertinentes y, por lo tanto, libres para uso general. Podemos asumir con seguridad que los consejos y la información de este libro se consideran verdaderos y precisos en la fecha de publicación. Ni el editor ni los autores o los editores dan garantía, expresa o implícita, con respecto al material contenido en este documento o por cualquier error u omisión que pueda haberse cometido. El editor se mantiene neutral con respecto a las reclamaciones jurisdiccionales en los mapas publicados y afiliaciones institucionales.

La obra de arte de la cubierta fue diseñada por Juan Alberto Vértiz Hernández. Esta versión es publicada por la Colección de Señales Caóticas, Biológicas y Electrónicas del laboratorio de electrónica no lineal, en la Facultad de Ciencias de Universidad Autónoma de San Luis Potosí.



Comité Organizador del TaCyS 2018.

Dr. Isaac Campos Cantón.

Dr. Roberto Martínez Montejano.

Dr. Luis Javier Ontañón García.

M. C. Juan Alberto Vértiz Hernández.

CONTENIDO

Prólogo	VII
1. Implementación de Técnicas de Control Servo Visual en LabVIEW para Vehículos No Tripulados	1
2. Robot Móvil Autónomo y Teleoperado	16
3. Disminución de Armónicos en Técnica PWM Usando Múltiples Portadoras	28
4. Sistemas Combinacionales Reconfigurables	37
5. Diseño de un Circuito Electrónico para una CNN Basada en Autómatas Celulares	48
6. Generación del Comportamiento Caótico en Sistemas No Hiperbólicos por Medio de Funciones PWL	63
7. Implementación de Osiladores No lineales en Base a Filtros	70
8. Inversor Multinivel Sincronizado con Red Eléctrica	79
9. Instrumentación de un Sistema con Retardo	90
10. Modelado de una Célula Excitable	101
11. Evaluación Analgésica de Diclofenaco y Eugenol en un Modelo Experimental	109
12. Elaboración de Plásticos Biodegradables a partir de Almidón de Maíz Zea Mays	114
13. Actividad Antimicótica del Óxido de Zinc decorado con Nanopartículas de Plata contra Trichophyton Mentagrophytes	122
14. Propiedades Mecánicas y Estructurales de Fibras de Polipropileno de Reología Controlada Producidas a partir de Reciclado Postindustrial	138

15. Prueba de Permeabilidad para Selladores Dentales	150
16. Cifrado de Contenido Multimedia y Técnicas de Criptoanálisis	157
17. Análisis de Variables Climatológicas Incidentes en un Sistema Domótico Basado en Energía Solar Fotovoltaica	164
18. Modelado Determinista de Procesos de Difusión a través de Sistemas Lineales por Partes y Caos	181
19. Cajas de Sustitución como Mapeos Bidimensionales	199
20. Bifurcation from chaos to periodic states in bidirectional interconnected Lorenz systems	207

Prólogo

Este libro es el resultado de varios proyectos de investigación, los cuales no pretenden ser un elemento de desarrollo completo de una materia en sí, ni mucho menos se pretende ser una proliferación de una obra de problemas resueltos. Se trata de un proyecto que nació en el 2011, cuando un grupo de investigadores de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, en sus diversos Centros de Investigación y Facultades deciden dar a conocer las diversas investigaciones que realizan, formando así un equipo multidisciplinar donde cada uno de ellos colabora en diferentes proyectos de las áreas de electrónica, matemáticas, fisiológicas, sistemas computacionales biológicas, entre otras. Estas áreas de investigación convergen en un punto y se complementan dando soluciones a problemas tangibles. El gran desarrollo que se experimenta gracias a las diversas tecnologías y avances científicos permite diversificar el panorama de los investigadores, ya que supone una exigencia de una base formativa sólida y amplia, que les permita enfrentarse a nuevos retos planteados que emergen día con día. Es por ello que el comité organizador de la 4^{ta} edición del Taller de Circuitos y Sistemas ha decidido publicar esta obra en la cual se presentan los trabajos realizados por alumnos y docentes investigadores, con el fin de dar a conocer los frutos de sus investigaciones y divulgar los temas de investigación hacia estudiantes de licenciatura y posgrado, así como investigadores jóvenes y consolidados.

Antes de concluir, quiero dejar constancia de mi gratitud a todos los investigadores involucrados en este proyecto y hacia todas aquellas personas que hicieron posible su desarrollo, a todos ellos que dedicaron tiempo a discutir desde su experiencia y conocimientos los protocolos de investigación y avances presentados durante el desarrollo de este evento.

San Luis Potosí, 2018.

COMITÉ ORGANIZADOR.

1 | Implementación de Técnicas de Control Servo Visual en LabVIEW para Vehículos No Tripulados

J. M. Fortuna-Cervantes¹, M. Mejía-Carlos², M. T. Ramírez-Torres³.

Resumen

En este trabajo se presenta un sistema con el enfoque de control servo visual y la implementación de los algoritmos de visión por computadora, que hace el reconocimiento óptico de caracteres (OCR en sus siglas en inglés) y el seguimiento de objetivos, de imágenes adquiridas por un vehículo aéreo no tripulado, como el Parrot AR.Drone 2.0. La primera aplicación permite al usuario enviar comandos al drone a través de etiquetas de navegación; que son hojas con instrucciones impresas tales como Up = Subir, Down = Bajar, Left = Giro a Izquierda, Right = Giro a Derecha, Land = Aterrizar. La segunda aplicación considera la información del video, con un patrón a seguir en el plano de imagen de la cámara frontal, podemos alinear el drone y llevar acabo desplazamientos verticales y laterales. Parte fundamental del sistema es que la computadora descifra el comando, utilizando un algoritmo OCR o seguimiento respectivamente y envía al drone la acción de vuelo. El uso del software LabVIEW junto con las herramientas de NI VISION, optimiza la toma de decisiones para el control de vuelo, además se hace uso de una estructura de programación paralela entre múltiples ciclos lo cual evita la saturación de información en el sistema completo y permite la retroalimentación de acción de vuelo a través de un ciclo

¹J.M. Fortuna-Cervantes (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Instituto de Investigación en Comunicación Óptica, Av. Karakorum 1470 Lomas 4a. 78210, San Luis Potosí, S.L.P., México.

e-mail. juan.manuel.fortuna@hotmail.com

²M. Mejía-Carlos (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Instituto de Investigación en Comunicación Óptica, Av. Karakorum 1470 Lomas 4a. 78210, San Luis Potosí, S.L.P., México.

e-mail. marcela.mejia@uaslp.com

³M. Tulio Ramírez-Torres (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Coordinación Académica Región Altiplano Oeste, Carretera Salinas-Santo Domingo 200, 78600, Salinas de Hidalgo, S.L.P., México.

e-mail. tulio.torres@uaslp.mx

de control. La conjunción metódica de estos procedimientos se ve aplicado a futuro para las tareas de vigilancia y la toma de decisiones, donde se emplean vehículos aéreos que realizan diferentes actividades de manera autónoma con altos niveles de rendimiento para aplicaciones en tiempo real.

Palabras Clave: UAV; AR.Drone; LabVIEW; NI VISION; Control Servo Visual; OCR; Seguimiento de Objetivos.

1. Introducción

En los recientes años los vehículos aéreos no tripulados o UAV (Unmanned Aerial Vehicles) se han convertido en las plataformas más utilizadas dentro del área de los vehículos aéreos no tripulados. En general su estructura es muy simple, pero existen algunos muy complejos con características especiales para la navegación. Un UAV o dron puede llegar a utilizar desde tres a doce rotores fijos para obtener un mejor desplazamiento o realizar diferentes maniobras [1], lo que lo hace una plataforma ideal para misiones de reconocimiento y seguimiento de objetivos.

Por otro lado, podría ser manipulado desde una estación de control en tierra con la intervención humana o de forma autónoma en base a planes de vuelo preprogramados o con sistemas de automatización más complejos.

Una característica interesante de los UAV es su capacidad para comunicar información valiosa, como la temperatura, imágenes o video de su entorno, así como, pueden disponer de los datos de estado, sobre la posición, la velocidad, dirección, altitud de vuelo y la carga de la batería. Los UAV son muy utilizados, ya que pueden ejecutar un gran número de aplicaciones civiles y militares sin poner en riesgo vidas humanas. Además, pueden llevar a cabo maniobras rápidas y complejas [2], navegar de forma autónoma en entornos estructurados [3] y no estructurados [4]. En particular, se han aplicado sistemas de visión artificial, en la navegación [5-6], aterrizaje [7] y en algoritmos basados en enjambres [8-10]. La teoría de control, visión por computadora, mecánica, aerodinámica, automatización y la electrónica son algunas áreas relacionadas con el desarrollo de estos sistemas. Sin embargo, debido a los grandes avances en la tecnología, cada vez es necesario tener

mejores algoritmos y mucho más eficientes para el control servo visual y así como el flujo de información de una manera óptima y segura dentro de la estructura de programación. En relación con esto, la información depende en gran medida de la aplicación de ejecución y, en algunos casos, es necesario procesarla en tiempo real.

Este trabajo presenta una parte fundamental en el desarrollo de aplicaciones de reconocimiento y seguimiento de objetivos para los vehículos aéreos autónomos. Además, junto a la implementación de una estructura de programación que permite evitar la saturación de información entre operaciones de procesamiento de imágenes y el uso de las funciones de control de vuelo en múltiples bucles podemos tener un comportamiento estable del sistema. El resto de trabajo se organizará de la siguiente manera. La sección 2 presenta una breve revisión de la descripción del sistema. La sección 3 presenta una descripción general de la configuración experimental que se plantea. La sección 4 muestra la implementación de los algoritmos de reconocimiento y seguimiento de objetivos. Además, en la sección 5 podemos ver los resultados obtenidos. Finalmente, la sección 6 incluye las conclusiones.

2. Descripción del Sistema

a. Parrot AR.Drone 2.0

El sistema principalmente se basa en el envío de datos a través de la comunicación Wi-Fi. El procesador del drone obtiene los datos adquiridos de los sensores y los procesa de acuerdo con la aplicación que ha ejecutado. Se toma en cuenta parte de la información generada por los ángulos de navegación y la posición en (x, y) dentro del sistema (Figura 1), para la estabilización de este, además utiliza los datos del giroscopio y acelerómetro como referencia. Una vez que los datos han sido procesados, serán enviados a los controladores, quienes serán responsables de acelerar o disminuir la velocidad en cada par de rotores. Cada paquete de datos se procesará como en la siguiente Figura 2 [11-12].

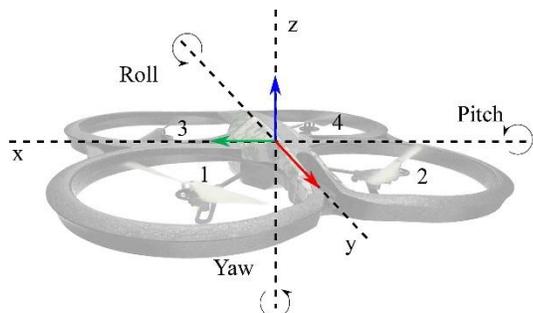


Fig. 1. Orientación del dron o UAV definida por los ángulos Roll, Pitch e Yaw [13].

En nuestro sistema, LabVIEW se utiliza para obtener y manipular los datos generados por el drone. El proceso de comunicación y decodificación se realizan con la ayuda del Toolkit AR.Drone de National Instruments. Además, las imágenes tomadas por el drone se envían a la PC portátil a través de las librerías dinámicas, que son funciones de LabVIEW. Una ventaja de utilizar el Toolkit AR.Drone es que los datos pueden extraerse, decodificarse, procesarse y nuevamente ser enviados al QuadRotor [14-15].

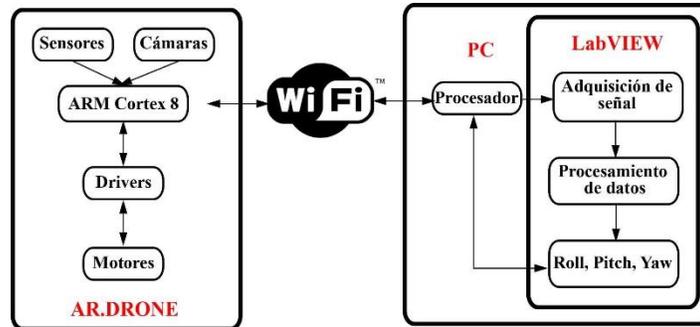


Fig. 2. Diagrama de bloques del sistema.

b. Toolkit AR.Drone LabVIEW

Parte fundamental de este Toolkit de desarrollo es que nos permite controlar el AR.Drone 1.0 y 2.0 con LabVIEW. Además, está integrado por VIs (Virtual Instruments) de alto nivel que realizan funciones importantes, como el control de navegación, lectura y decodificación de video y la recopilación de datos de los diferentes sensores. Estos VIs podrían usarse junto con las demás funciones incluidas en LabVIEW de manera gráfica o en el lenguaje gráfico de programación, para analizar los datos provenientes del AR.Drone y calcular los controles de salida que se enviarán de regreso.

Dentro de la paleta de funciones, Open es la función más importante respecto a esta investigación, el VI o función nos ayuda a abrir una nueva sesión con AR.Drone. Por otro lado, para obtener una transmisión de datos y establecer los parámetros de configuración, la PC debe estar conectada a la red inalámbrica generada por el AR.Drone. Además, podemos seleccionar el modo de vuelo, ya sea en modo interior o exterior, considerando así, el uso de la carcasa para interiores o prácticamente al aire libre. También, debemos tomar en cuenta que disponemos de dos cámaras de video, por lo que podemos seleccionar la que vamos a utilizar; una en la parte inferior y la otra en la parte frontal. Sin embargo,

hay restricciones que se pueden configurar, como los valores máximos de navegación: altitud (m), ángulo de inclinación y desplazamiento (*deg*), velocidad vertical (*m/s*) y velocidad de navegación (*deg/s*).

La paleta de VIs se divide en varias funciones, otra función principal es Control Drone, la cual nos permite controlar el comportamiento de nuestro dron y, en otras palabras, es responsable de enviar los comandos básicos de control al AR.Drone, incluidos los comandos de movimiento (Hover, TakeOff/Landing y Emergency Landing). Además, tiene un grupo de cuatro elementos de entrada llamado Control Cluster, permitiendo manipular los parámetros de vuelo (Roll, Pitch, Vertical Speed y Yaw Speed). Dado a que es necesario poder visualizar lo que el dron está enviando a través de la comunicación Wi-Fi a la PC, usamos la función Read NavData. Cuenta con un grupo de salida de diez elementos; algunos datos importantes que podemos ver en los indicadores son: estado de control, porcentaje de batería y los parámetros de vuelo Yaw (*deg*), Pitch (*deg*) y Roll (*deg*). De la misma manera, podemos monitorear la altitud (*cm*) y la velocidad (*cm/s*) en varios ejes (*vx*, *vy*, *vz*) después de haber inicializado la sesión.

Teniendo en cuenta algunas aplicaciones que requieren la parte de visión, es necesario leer los datos del video que se envían a través del puerto de red, con lo cual podemos usar la función Read VideoData. Cabe mencionar que los desarrolladores de National Instruments crearon una librería especial para la transmisión de los datos de video, cuyo nombre es Decode20Video.dll. Para toda estructura de programación y siguiendo el flujo de datos dentro de LabVIEW, es necesario que al final cualquier sesión abierta debe estar cerrada, usando otra función del Toolkit llamada Close.

c. Estructura de Datos

Los lenguajes de flujo de datos como LabVIEW permiten la paralelización de los ciclos. El paralelismo es importante en los programas de PC porque pueden desbloquear el rendimiento en relación con los programas puramente secuenciales debido a los cambios recientes en los diseños de los procesadores [16]. Un caso particular, es la estructura Productor/Consumidor basada en el patrón Maestro/Esclavo y está orientado a compartir datos entre múltiples ciclos [17]. En el que los ciclos se ejecutan de forma independiente:

el primer ciclo es responsable de producir o recibir los datos y el segundo ciclo solo se encarga de procesar los datos.

A pesar de correr en paralelo (diferentes velocidades), los datos se envían entre los dos ciclos con la ayuda de las funciones Queue, estructuras de datos estándar en lenguaje de programación. Principalmente se basa en la teoría primero en entrar/primeramente en salir. Estas funciones se pueden inicializar fuera de los ciclos Productor y Consumidor. La Figura 3 ilustra cómo se puede crear la estructura Productor/Consumidor en LabVIEW.

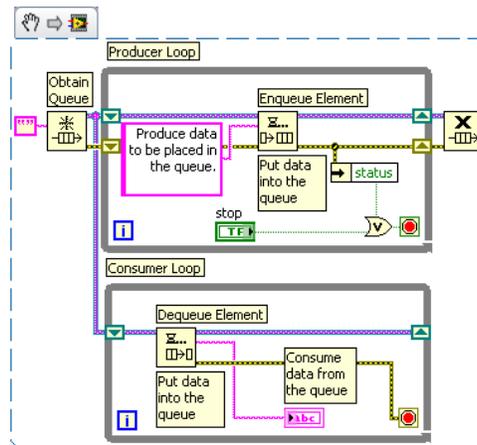


Fig. 3. Estructura Productor/Consumidor se usa a menudo para aumentar el rendimiento de las aplicaciones que requieren tareas paralelas [17].

Este almacenamiento en memoria será muy importante cuando la comunicación de la red esté ocupada. Con el almacenamiento en búfer, los paquetes se pueden recuperar y comunicar más rápido de lo que se pueden analizar. Una parte fundamental y quizás una desventaja es no poder acceder aleatoriamente a los elementos dentro de los Queue, la única forma de ver y manipular todos los elementos que están dentro es tomarlos uno a uno a la vez.

3. Configuración Experimental

Para poder implementar la estructura de datos en paralelo junto con las funciones del Toolkit AR.Drone y además con las diferentes aplicaciones de control servo visual mediante el reconocimiento óptico de Caracteres y el seguimiento de objetivos y/o patrones, se consideró el lenguaje de programación gráfico LabVIEW, una marca registrada de National Instruments. La Figura 4 muestra el diagrama de bloques de la comunicación paralela, para las diferentes tareas que se ejecutarán en la aplicación. Se contempla el control manual de navegación desde el teclado de la PC, la lectura de la

información de los sensores, los controles básicos de vuelo y la estructura Productor/Consumidor para la lectura de video, además con la implementación de los algoritmos propuestos.

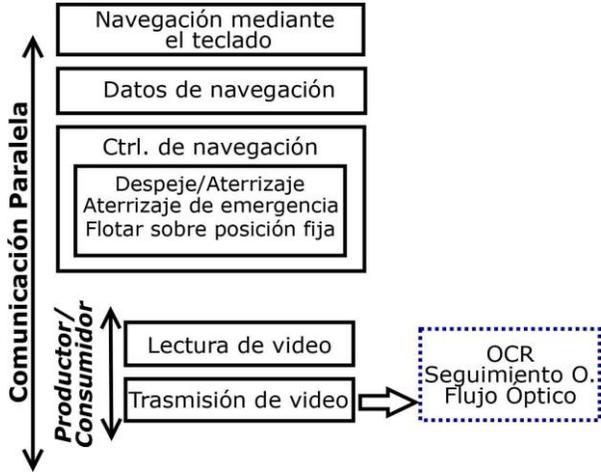


Fig. 4. Diagrama de bloques de la comunicación paralela entre las diferentes tareas a realizar por AR.Drone y LabVIEW.

a. Reconocimiento Óptico de Caracteres.

Con las funciones de NI VISION para el procesamiento de imágenes en el video y el Toolkit AR.Drone, podemos integrar el siguiente diagrama de bloques para el control de vuelo (Figura 5), lo cual nos permite crear la tarea de control servo visual, tener la lectura de los caracteres y tomar las decisiones. Podemos utilizar las dos cámaras con las que cuenta el AR.Drone, pero para nuestra configuración solo utilizaremos la que está localizada en la parte frontal, dado que los comandos con etiquetas pueden ser colocados verticalmente con un ángulo de visión acorde para la cámara y así detectar la etiqueta de vuelo.

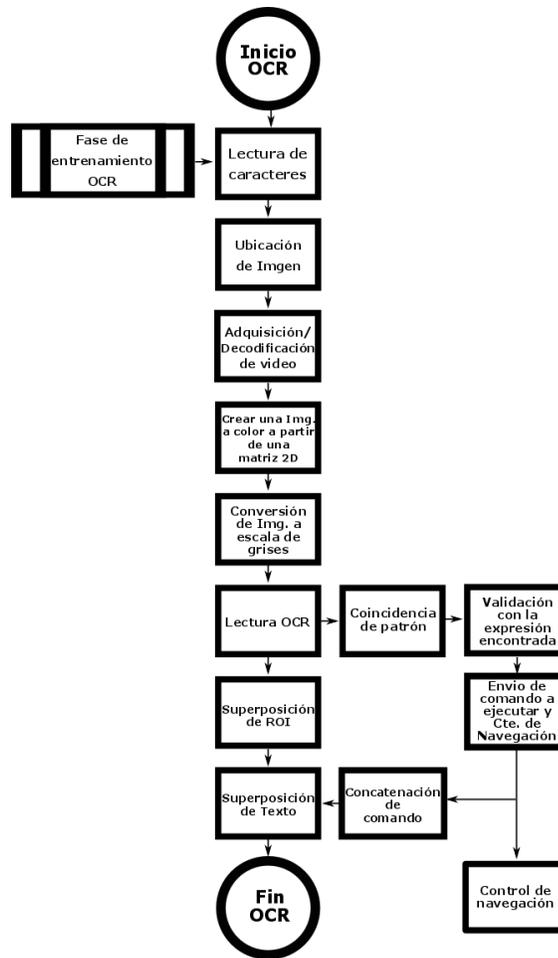


Fig. 5. Diagrama de flujo para control servo visual mediante reconocimiento óptico de caracteres en LabVIEW.

b. Seguimiento de Objetivos.

Teniendo en cuenta las funciones de NI VISION y el Toolkit AR.Drone, podemos desarrollar la configuración experimental para la tarea de control servo visual (Figura 6). Con la búsqueda de patrones en el plano de imagen nos da pauta a integrar el algoritmo de seguimiento y alineación del AR.Drone. Cabe mencionar que dentro de la configuración inicial del AR.Drone solo utilizamos la cámara posicionada en la parte frontal, sin embargo, también es posible utilizar la cámara posicionada en la parte inferior de la estructura. También determinamos utilizar una ganancia constante de velocidad de $1 (m/s)$ para el algoritmo de navegación Yaw/Vertical. La señal de error depende de las características en el plano de imagen, lo que se busca es generar las referencias de velocidad.

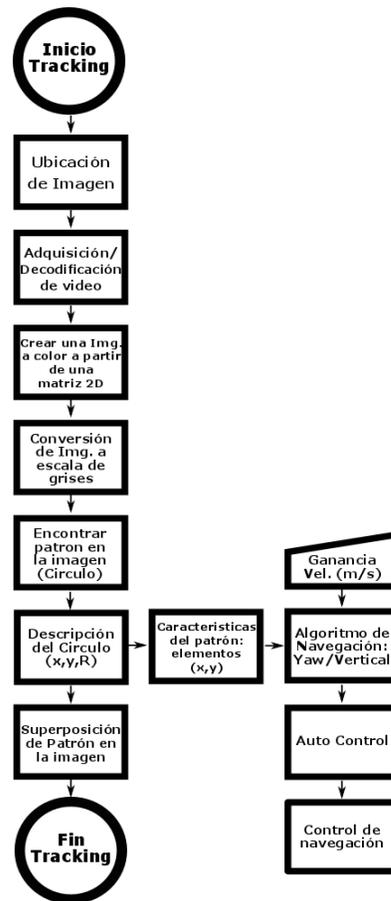


Fig. 6. Diagrama de flujo para control servo visual mediante seguimiento de objetivos en LabVIEW.

4. Implementación del Sistema

La estructura de programación en nuestro diagrama de bloques nos permite poder implementar nuestros algoritmos de control servo visual, de manera que podemos utilizar la comunicación paralela de múltiples tareas entre el AR.Drone y LabVIEW. Principalmente partimos de la adquisición y decodificación de imágenes o video desde otra etapa donde encontramos parte de la estructura Productor/Consumidor, en este caso el ciclo Productor, en donde usamos la función de Read VideoData. A continuación, describimos la etapa de implementación de los algoritmos de forma independiente.

a. Reconocimiento Óptico de Caracteres.

El algoritmo para el control servo visual, está implementado en varias etapas, como podemos ver en la Figura 7, en el ciclo con nombre Consumidor se va creando una localidad

temporal de memoria de la información enviada, está a su vez sufre una conversión a escala de grises, donde pasara a la etapa de lectura de caracteres. En la Figura 8 podemos ver la etapa de validación a través de la coincidencia de patrones de las etiquetas, con esto se logra enviar los comandos de navegación a ejecutar y se envía la constante de vuelo al control de navegación.

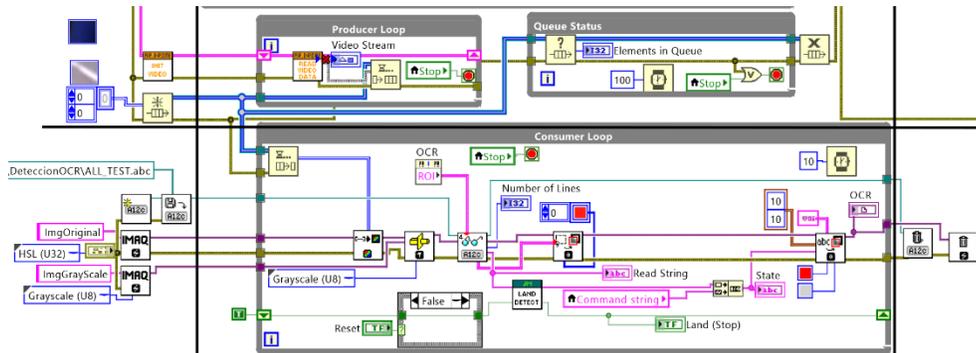


Fig. 7. Algoritmo control servo visual mediante reconocimiento óptico de caracteres implementado en el diagrama de bloques de LabVIEW.

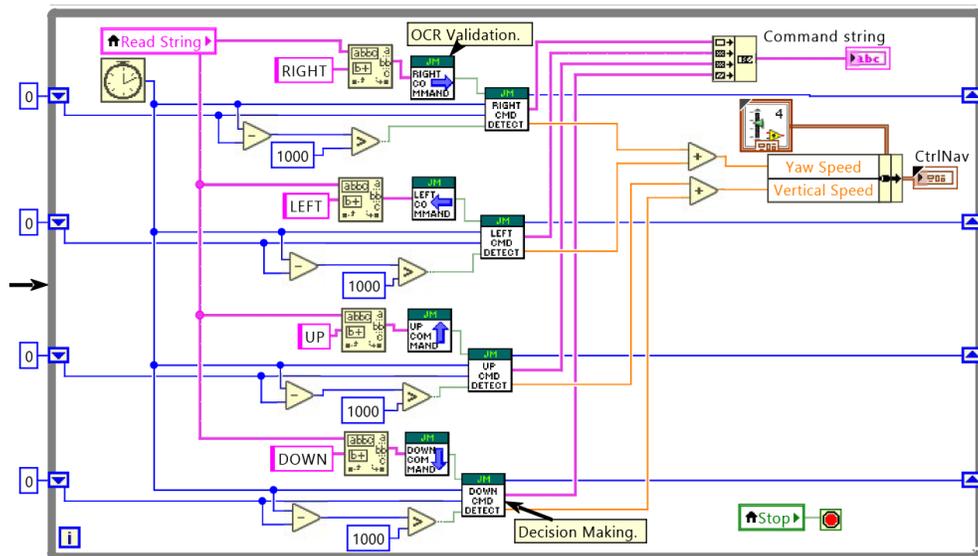


Fig. 8. Etapa de validación y toma de decisiones para el control servo visual mediante reconocimiento óptico de caracteres.

b. Seguimiento de Objetivos.

Implementando el algoritmo para el control servo visual, consideramos también algunas etapas durante la aplicación, como podemos ver en la Figura 9, en el ciclo principal de la estructura Productor/Consumidor, apilamos toda la información enviada por video, para después ser enviada a la estructura Consumidor. Dentro de este ciclo se genera una

localidad de memoria de la información enviada, para después aplicar un procesamiento en la imagen, una conversión a escala de grises. Siguiendo el diagrama de flujo de la configuración experimental, debemos encontrar un patrón en la imagen (Circulo), al detectar el patrón debemos obtener la información o descripción del círculo como la posición (x, y) y el radio. A partir de las características del patrón (x, y) , podemos utilizar esta información para implementar nuestro algoritmo de navegación Yaw/Vertical junto a una ganancia de velocidad (m/s) determinada para el sistema. De manera general, para nuestro algoritmo, utilizamos la información del plano de imagen (centro del círculo), con el cual es utilizado para alinear y seguir la trayectoria y posición del AR.Drone.

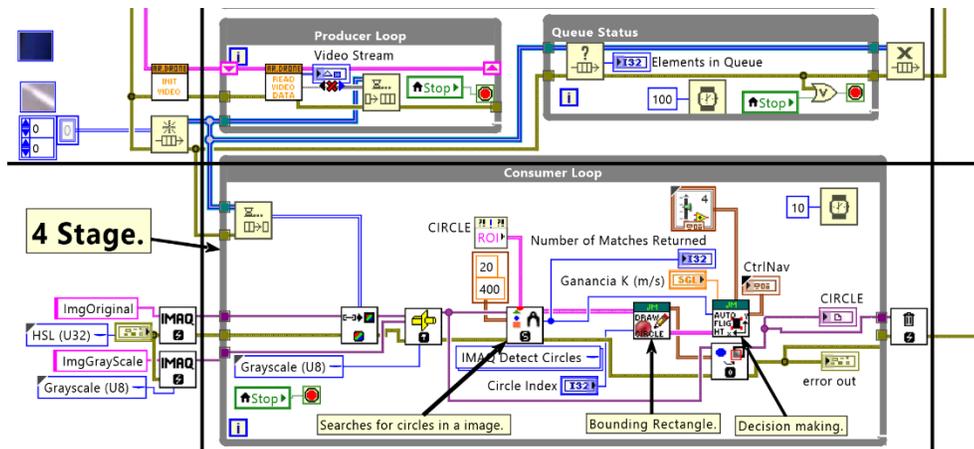


Fig. 9. Algoritmo control servo visual mediante el seguimiento de objetivos implementado en el diagrama de bloques de LabVIEW.

5. Resultados

Una forma de presentar los resultados experimentales obtenidos en tiempo real mediante la implementación de la estructura Productor/Consumidor, monitoreamos de manera gráfica los datos de navegación y de manera paralela la transmisión de video para los diferentes algoritmos de control servo visual. En particular, se puede ver en Figura 10 (a-c), los resultados de la prueba experimental antes de ejecutar las aplicaciones de control servo visual, un comportamiento oscilatorio en la fase de los ángulos de navegación. Una parte importante de estos resultados es el tiempo de ejecución en la adquisición de datos, dado a que es continuo hasta que el mismo usuario detiene la ejecución de la aplicación sin tener problemas durante el proceso.

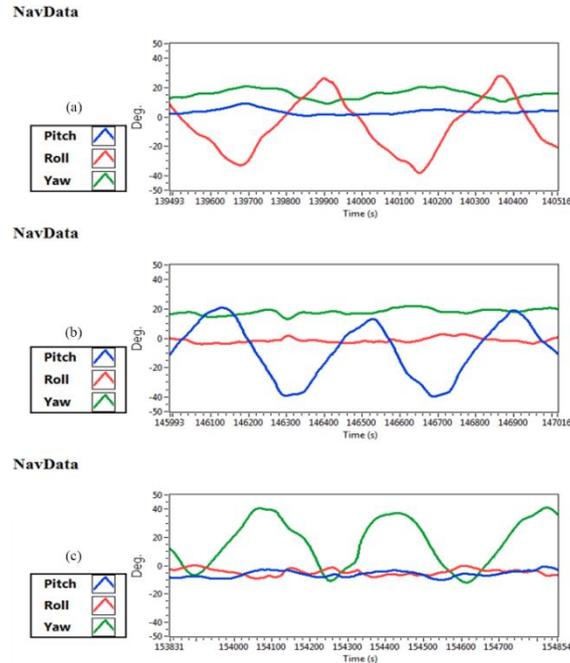


Fig. 10. Resultado experimental sin tener en vuelo el AR.Drone en donde se visualiza una oscilación en (a) Roll, (b) Pitch y (c) Yaw.

Como resultado de esta implementación y a partir de la transmisión de video, dentro del espacio de trabajo podemos encontrar las diferentes acciones de navegación con la ejecución de los algoritmos de control servo visual. En la Figura 11 podemos visualizar las acciones de control referente al control servo visual mediante el reconocimiento óptico de caracteres. Además, en la Figura 12 visualizamos las acciones de control mediante el seguimiento de patrones.

Resulta indispensable la integración de referencias visuales y máquinas de estado para controlar la navegación autónoma en diferentes estados de vuelo, así como los desplazamientos verticales, horizontales y longitudinales del dron. Las aplicaciones han sido desarrolladas, analizadas y validadas usando LabVIEW, a través de algunas pruebas experimentales las cuales consideran factores como velocidad de procesamiento, iluminación, vibraciones, y condiciones ambientales que influyen en el rendimiento del sistema.



Fig. 11. Control servo visual mediante el reconocimiento óptico de caracteres, etiquetas con comandos de control de navegación propuestos. (a) Down, (b) Up, (c) Right, (d) Left, (e) Land y (f) Modo Land.



Fig. 12. Control servo visual mediante seguimiento de objetivos (Tracking), modos de vuelo (a) alineación de UAV AR.Drone con objetivo (centro del círculo), (b-c) control de navegación Yaw y (c) control de navegación vertical.

6. Conclusión

En este trabajo, presentamos AR.Drone como una plataforma utilizable en la investigación de la robótica y el control servo visual. El desarrollo y uso de algoritmos de procesamiento visual más fiables y robustos, permite que el control visual se lleve a cabo sin la necesidad de fusionar la información inercial del drone. Además, no es solo en el hardware del drone donde hay avances tecnológicos, sino también la parte de software

donde se logra la comunicación entre los sistemas integrados con la implementación de las estructuras de datos (Productor/Consumidor) dentro del sistema en LabVIEW y los algoritmos de visión. Con el almacenamiento de la información, los resultados obtenidos proporcionan un buen flujo de datos, mejorando la tasa de transmisión y una gran flexibilidad para enviar la señal de video en tiempo real, además, sin tener problemas en la saturación en cada función implementada en el diagrama de bloques. De esta forma, podría ser una estructura base para implementar otros algoritmos de visión artificial que permitan el desarrollo de aplicaciones como navegación autónoma, toma de decisiones, reconstrucción digital aérea y la búsqueda en entornos donde el acceso es complicado.

Referencias

- [1] T. Dierks and S. Jagannathan, “*Output feedback control of a quadrotor UAV using neural networks*,” IEEE Trans. Neural Networks, vol. 21, no. 1, pp. 50–66, 2010.
- [2] Mellinger, D., Michael, N., Kumar, V. “*Trajectory generation and control for precise aggressive maneuvers with quadrotors*”. International Symposium on Experimental Robotics, Delhi, India, 2010.
- [3] Achtelik, M., Bachrach, A., He, R., Prentice, S., Roy, N. “*Stereo vision and laser odometry for autonomous helicopters in GPS-denied indoor environments*”. SPIE Unmanned Systems Technology XI, Orlando, F, vol. 7332, 2009.
- [4] Blöandsch, M., Weiss, S., Scaramuzza, D., Siegwart, R. “*Vision based MAV navigation in unknown and unstructured environments*”. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation, pp. 21–28, 2010.
- [5] B. Odile, R. Mahony, N. Guenard, F. Chaumette, T. Hamel, and L. Eck, “*Kinematic Visual Servo Control of a Quadrotor Aerial Vehicle*”, vol. 25, no. 3, pp. 833–838, 2007.
- [6] W. Zheng, F. Zhou, and Z. Wang, “*Robust and accurate monocular visual navigation combining IMU for a quadrotor*,” IEEE/CAA J. Autom. Sin., vol. 2, no. 1, pp. 33–44, 2015.
- [7] J. Park, Y. Kim, and S. Kim, “*Landing Site Searching and Selection Algorithm Development Using Vision System and Its Application to Quadrotor*,” IEEE Trans. Control Syst. Technol., vol. 23, no. 2, pp. 488–503, 2015.

- [8] M. Schwager, B. J. Julian, M. Angermann, and D. Rus, "Eyes in the sky: Decentralized control for the deployment of robotic camera networks", *Proc. IEEE*, vol. 99, no. 9, pp. 1541–1561, 2011.
- [9] Y. Wang, Q. Wu, and Y. Wang, "Distributed consensus protocols for coordinated control of multiple quadrotors under a directed topology", *IET Control Theory Appl.*, vol. 7, no. 14, pp. 1780–1792, 2013.
- [10] D. Lee, A. Franchi, H. Il Son, C. Ha, H. H. Bulthoff, and P. R. Giordano, "Semiautonomous haptic teleoperation control architecture of multiple unmanned aerial vehicles", *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 18, no. 4, pp. 1334–1345, 2013.
- [11] R. Lozano, P. Castillo and A. E. Dzul. "Modelling and control of miniflying machines", Springer, Londres, 2005.
- [12] G. Tont, R. Munteanu, D. Tont, D. Iudean, "Aspects Regarding the Unidirectional Two-Port Circuits Implemented by Means of Electronic Gytrators", *Journal of Advances in Electrical and Computer Engineering*, Vol. 16, no. 1, 2016.
- [13] J. Engel, "Autonomous Camera-Based Navigation of Quadrocopter", Master's Thesis in Informatics, Technical University of Munich, December 15, 2011.
- [14] "AR.Drone Toolkit for LabVIEW". Jun. 2017, National Instruments. sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/es/nid/211837
- [15] R. Munteanu, D. Ludean, C. Muresan, V. Petean, "Access System in Restricted areas base on programable logic controller and GSM modern", The 13th International Conference on Engineering of Modern Electric Systems (EMES), 2015.
- [16] "Benefits of Programming Graphically in NI LabVIEW". Jun. 2013, National Instruments. www.ni.com/white-paper/14556/en/.
- [17] "Application Design Patterns: Producer/Consumer". Aug. 2016, National Instruments. www.ni.com/white-paper/3023/en/.

2 | Robot Móvil Autónomo y Teleoperado

J. A. Vértiz-Hernández⁴, L. Rodríguez-Salas⁵, O. Vital-Ochoa⁶, D. I. Medina-Ibarra⁷.

Resumen

El objetivo de este trabajo es diseñar un robot con orugas controlando sus movimientos con el PIC 18F4550 y una aplicación móvil para su manipulación mediante comunicación bluetooth, con el cual se presenta una alternativa segura y confiable para el control de un robot autónomo y teleoperado. Tiene la característica de establecer una comunicación vía bluetooth por medio de una aplicación, para sistema operativo Android e iOS, y la programación realizada en lenguaje C con ayuda del PIC donde se tiene el control de velocidad y dirección de los motores utilizando PWM y un sensor ultrasónico para calcular distancias y evitar que choque y/o caiga al vacío.

Palabras Clave: PIC18F4550, Moto-Reductor, Bluetooth, Teleoperado.

⁴J. A. Vértiz Hernández (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Instituto de Investigación en Comunicación Óptica, Av. Karakorum 1470 Lomas 4a. 78210, San Luis Potosí, S.L.P., México.

e-mail. vertizalberto@gmail.com

⁵L. Rodríguez-Salas (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Instituto de Investigación en Comunicación Óptica, Av. Karakorum 1470 Lomas 4a. 78210, San Luis Potosí, S.L.P., México.

e-mail. loresalas@yahoo.com

⁶O. Vital Ochoa (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Instituto de Investigación en Comunicación Óptica, Av. Karakorum 1470 Lomas 4a. 78210, San Luis Potosí, S.L.P., México.

e-mail. ovital8a@gmail.com

⁷D. I. Medina Ibarra (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Instituto de Investigación en Comunicación Óptica, Av. Karakorum 1470 Lomas 4a. 78210, San Luis Potosí, S.L.P., México.

e-mail. davidmedinai@hotmail.com

1. Introducción

En la actualidad, dentro de la robótica móvil, se ha desarrollado prototipos y modelos robóticos para un sinnúmero de soluciones particulares. Por ejemplo, los robots con orugas tienen diferentes aplicaciones tales como: búsqueda de personas en espacios confinados, detección de minas, generación de mapas topográficos, detección de fallas en canales pluviales, para enseñanza didáctica, entre otros.

Por lo tanto, el proyecto propone diseñar y construir un robot móvil equipado con todos los elementos y herramientas estructurales y de locomoción básicos, que posteriormente, con mejoras en el diseño y equipo puede utilizarse por una persona entrenada para adelantar actividades de búsqueda y exploración en estructuras colapsadas y semicolapsadas o en espacios pequeños donde no acceda alguna persona, teniendo presente lograr reducir todo riesgo y en lo posible al menor costo. De manera que este trabajo presenta el diseño de un prototipo robot con desplazamiento mediante orugas. Operado mediante dos formas: autónomo y teleoperado.

- a) Autónomo: Con un sensor ultrasónico se detecta la proximidad de obstáculos, haciendo que éste se detenga y cambie de dirección.
- b) Teleoperado: Utilizando una APP móvil por conexión vía bluetooth se generan los comandos de movimiento

Gracias a que los avances tecnológicos permiten el uso de diversos hardware y software para poder determinar una tarea específica en el programa utilizado. Tal es el caso de este proyecto, donde se utiliza el entorno de desarrollo CCS C Compiler, para realizar la programación en lenguaje C y posteriormente se recurre al entorno de desarrollo MPLAB X IDE junto con su interface para programación de tarjeta ICD3, para carga el código en la tarjeta de desarrollo que contiene el microcontrolador PIC 18F4553.

2. Marco Teórico

Conforme crece el conocimiento y las diversas necesidades del hombre, éste va creando nuevas herramientas que le permitan recurrir al uso de un robot, con el fin de que realice una determinada actividad. Se pueden encontrar diversos tipos de robots tales como: robots industriales, móviles, andróides, médicos, teleoperadores, poliarticulados,

zoomórficos, etcétera. Mismos que requieren de una aplicación directa mediante software y hardware.

A. *Software*

a. *Lenguaje C*

Es un lenguaje estructurado, en el mismo sentido que lo son otros lenguajes de programación tales como el lenguaje Pascal, el Ada o el Modula-2, pero no es estructurado por bloques, o sea, no es posible declarar subrutinas (pequeños trozos de programa) dentro de otras subrutinas, a diferencia de como sucede con otros lenguajes estructurados tales como el Pascal. Además, el lenguaje C no es rígido en la comprobación de tipos de datos, permitiendo fácilmente la conversión entre diferentes tipos de datos y la asignación entre tipos de datos diferentes [1].

B. *Hardware*

a. *Motor de Corriente Directa*

El motorreductor es un potente motor de corriente continua con relación 30:1 y caja de engranajes de metal, destinada a operar a 9 V. Estas unidades tienen un eje en forma de D de salida de 0.61" de largo, 6 mm de diámetro [2].



Fig. 1. Motorreductor 30:1

b. *Puente H*

El módulo L298N es un dispositivo que proporciona la corriente necesaria para controlar motores DC o motores a pasos en aplicaciones robóticas. Si queremos controlar la velocidad de un motor de DC, tenemos que hacer uso de un PWM. Este PWM será aplicado a los pines de activación de cada salida o pines ENA o ENB respectivamente. Por tanto, los jumpers de selección NO serán utilizados [3].



Fig. 2. Puente H, L298N.

c. Microprocesador PIC18F84550

Este microprocesador fabricado por Microchip posee varias características que lo hacen versátil, eficiente y práctico para ser empleado en aplicaciones de robótica. Algunas de sus características principales son [4]:

- a) Microcontrolador con módulo USB especificación 2.0. Soporta Low speed 1.5Mb/s y full speed 12Mb/s. 32 endpoints (16 bidireccionales). 1kB de memoria de doble acceso para el USB.
- b) Hasta 35 pines I/O disponibles.
- c) Memoria de programa flash de 32 kB.
- d) RAM de 2048 Bytes.
- e) EEPROM de datos de 256 Bytes.
- f) Velocidad de la CPU 12 MIPS.
- g) Oscilador externo hasta 48 MHz.



Fig. 3. Microcontrolador PIC18F4550.

d. Bluetooth 4.0 y HC-05

Permite la comunicación entre dispositivos de pila de botón y dispositivos Bluetooth, que opera en 2.4 GHz (una de las bandas ISM), con una tasa de transferencia de 1 Mbps en la capa física. Está basado en un microchip de bajo costo con opciones más amplias para su empleo en la industria; además tiene el mismo tamaño de los dispositivos Bluetooth,

como los que se encuentra en un teléfono móvil. Tiene soporte para seguridad, ya que emplea el sistema de cifrado AES y esquemas de seguridad configurables [5]. Por su parte el módulo HC-05 es un módulo Bluetooth SPP (Protocolo de puerto serie) fácil de usar, diseñado para la configuración de conexión en serie inalámbrica y transparente.

El módulo Bluetooth 4.0 del puerto serie está completamente calificado Bluetooth V2.0 + EDR (velocidad de datos mejorada) Modulación de 3Mbps con transceptor de radio completo de 2.4GHz y banda de base. Utiliza el sistema Bluetooth CSR Bluecore 04-External single chip con tecnología CMOS y con AFH (función de salto de frecuencia adaptativo). Tiene una huella tan pequeña como 12.7mm x 27mm. Espero que simplifique su ciclo general de diseño/desarrollo. Tiene un alcance aproximado de 60 m [6].

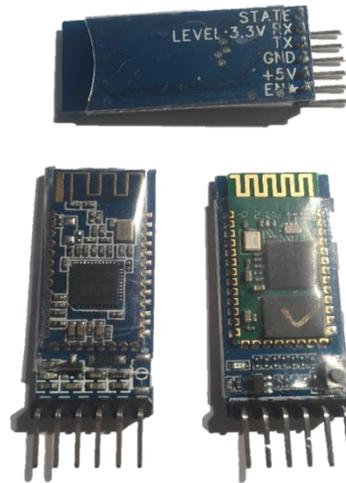


Fig. 4. Bluetooth 4.0 (MLT-BT05)y HC-05. En la parte superior se muestran los pines de conexión en formato Serial RS-232, abajo a la izquierda el MLT-BT05 para IOS y a la derecha el HC05 para Android.

e. Sensor ultrasónico SRF05

El sensor SRF05 mide distancias mediante ultrasonidos, los cuales son capaces de detectar objetos para calcular la distancia a la que se encuentran. El funcionamiento de este sensor es simple, basta con enviar un pulso de arranque y detectar la duración del pulso de retorno. El sensor emite pulsos inaudibles para el oído humano, estos pulsos viajan a la velocidad de la luz, a la espera de colisionar con un objeto, hasta ese entonces, el sonido es reflejado y captado por el receptor del sensor. El sensor emite una ráfaga de impulsos y a continuación comienza a contar el tiempo que tarda en regresar. El tiempo

que tarda en regresar el pulso es proporcional a la distancia que se encuentra el objeto ver el siguiente diagrama de tiempos.

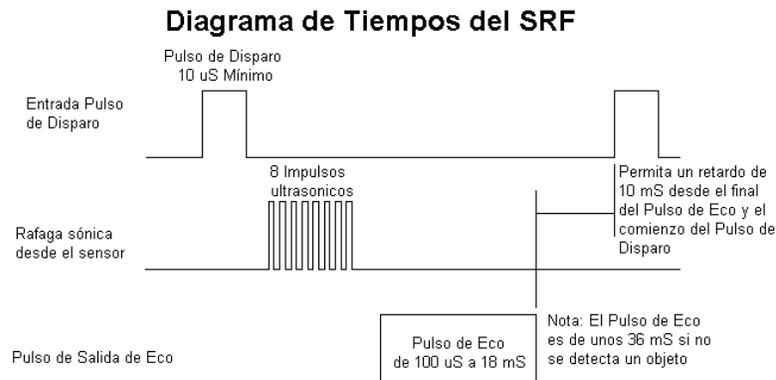


Fig. 5. Diagrama de tiempos del Sensor ultrasónico SRF05.

Se envía un pulso al pin 3 del sensor, posteriormente leer la duración en el pin 2. El pulso que se envía debe tener una duración de 10 μ s. En caso de que no exista respuesta del pulso enviado, el pulso de respuesta será de 36ms (figura 6).

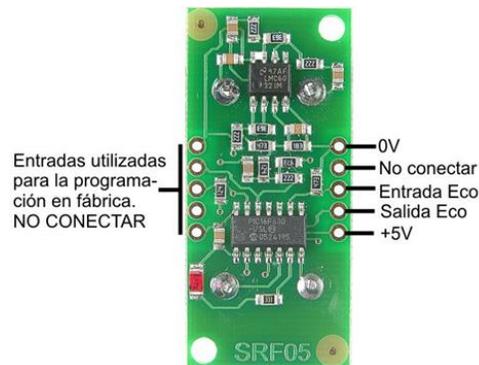


Fig. 6. Sensor ultrasónico SRF05.

Tabla 1. Características del Sensor Ultrasónico SRF05.

Voltaje	5V
Frecuencia	40Khz
Duración mínima del pulso de activación	10 μ S
Duración del pulso de Eco	100-20000 μ S
Tiempo de espera entre medidas	20ms
Distancia mínima	3cm
Distancia máxima.	300cm
Tamaño	43 x 20 x 17 mm
Rango efectivo	30°

3. Materiales

Para la realización de este proyecto se utilizaron los siguientes materiales:

1. Un puente H L298N.
2. Un sensor ultrasónico SRF06.
3. Un PIC 18F4550.
4. Cuatro baterías de 1.5V y una de 9V.
5. Dos motorreductores de corriente directa de 30:1.
6. Un módulo bluetooth HC-05 para Android y un bluetooth 4.0 para iOS.
7. Dos rodamientos.
8. Dos bandas de hule.
9. Una estructura de plástico.

4. Procedimiento

Para el desarrollo del proyecto, es necesario tener conocimientos de programación en lenguaje C, es decir sus directivas de programación, así como las interfaces de este y conocer los componentes que se utilizan [8].

El proyecto se va realizando por pasos debido a que se tienen que ir probando por partes los componentes utilizados. Primero se realiza la programación en el PIC para que pueda enlazarse con el dispositivo bluetooth, ya sea el 4.0 para iOS o el HC-05 para Android. Posteriormente se realiza otro código para el control de velocidad de los motores de CD utilizando PWM. Por último, se realiza la codificación del sensor de ultrasónico. De manera que el último paso se enfocó en conjugar los códigos previamente hechos en uno solo programa para poder cargarlo en el PIC mediante la tarjeta de programación.

A. Configuración de los parámetros de control de los motores

Para tener un control óptimo del robot, se programan las direcciones de los motores para lograr cada uno de los movimientos requeridos del robot, así como las velocidades y duración de cada uno de los movimientos. La Tabla 2 muestra los valores digitales

requeridos para lograr esta, así como los tiempos de operación del PWM de cada uno de los motores.

Tabla 2. Secuencia para el manejo de los motores y la velocidad.

Acción	DIR A (Pin RB0)	DIR B (Pin RB1)	PWM A (CCP1 RC1)	PWM B (CCP2 RC1)
Adelante	1	1	D = 50%	D = 50%
Reversa	0	0	D = 50%	D = 50%
Derecha	1	0	D = 50%	D = 50%
Izquierda	0	1	D = 50%	D = 50%
Detener	x	x	D = 0%	D = 0%

a. Parámetros de Control de los Motores y Velocidad.

a) *Esquemático del circuito electrónico.*

En la figura 7 se muestra el diagrama esquemático del alambrado para el Proyecto. La figura muestra el cableado que se tiene entre el Puente H con los motores, el puerto B y el puerto C de la tarjeta de programación del microprocesador PIC18F4550, para la manipulación de del giro del motor. Es importante mencionar que los motores se programaron en 4 direcciones:

1. Los dos motores se programan con dirección al frente.
2. Los dos motores se programan con dirección hacia atrás.
3. Para dar vuelta a la izquierda el motor derecho gira al frente y el derecho gira hacia atrás.
4. Para que gire a la derecha se programa el motor izquierdo hacia atrás y el derecho hacia al frente.

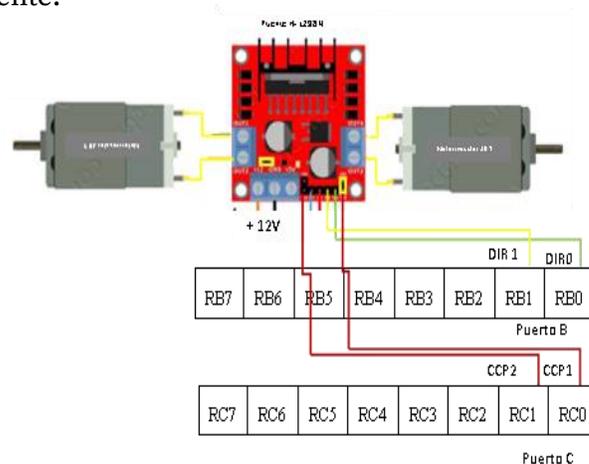


Fig. 7. Diagrama esquemático del cableado del puente H con el puerto B y el puerto C.

La programación del microcontrolador PIC18F4550 se realiza mediante la configuración de pines de la programación en lenguaje C.

B. Aplicación desarrollada en APP Inventor y Ligthblue (LE)

La aplicación implementada en el proyecto se desarrolla bajo la plataforma de programación APP Inventor (para Android) y Lightblue (LE para iOS).

a) APP Inventor

Este entorno de desarrollo de software es creado por Google Labs para la elaboración de aplicaciones destinadas al sistema operativo Android. Donde el usuario puede, de forma visual y a partir de un conjunto de herramientas básicas, ir enlazando una serie de bloques para crear la aplicación.

Gracias a que es una interfaz amigable y de fácil uso nos permite trabajar mediante una programación por bloques como se muestra en el anexo 2 y posteriormente se genera un archivo .apk (figura 8), siendo este el archivo de instalación para el celular con sistema operativo Android.



Fig. 8. Herramienta de Programación para desarrollo de aplicaciones para Android.



Fig. 9. Archivo de instalación de la aplicación.

Una vez instalado se muestra el icono en la pantalla principal del celular y al abrir la aplicación aparece la interfaz del programa (figura 10).

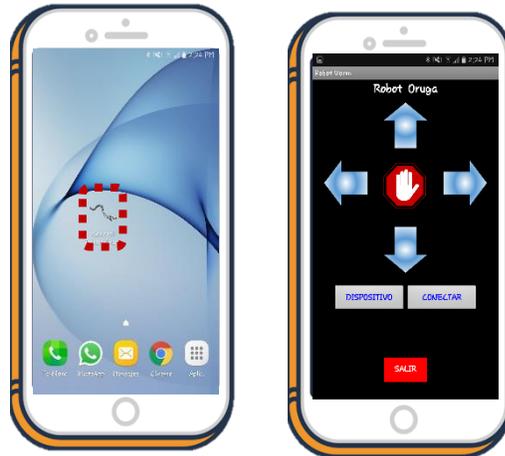


Fig. 10. Aplicación móvil. (Imagen izquierda muestra el icono de la App y en la derecha la ejecución de la aplicación).

b) *Aplicación en Ligthblue*

Es una herramienta de programación que permite la conexión con todos los dispositivos que utilicen Bluetooth 4,0 de poca energía (también conocido como Bluetooth elegante, o luz de Bluetooth). Es una aplicación gratuita que se puede descargar directamente de APP Store. Tiene dos modos, centrales y periférico. En modo central, se puede explorar para conectar con todos los dispositivos de BLE alrededor de usted. Una vez que esté conectado, se deben tener en cuenta los detalles de los perfiles de todo el dispositivo, de los cuales se pueden leer y escribir las características y suscribir a las notificaciones. Esta herramienta es únicamente utilizada para dispositivos que tengan sistema operativo de iOS (figura 11).



Figura 11. Herramienta de Programación para desarrollo de aplicaciones para iOS.

Se configura el dispositivo (celular) con el bluetooth, al igual que los caracteres que serán transmitidos al robot.



Fig. 12. Pantalla de la aplicación LightBlue al detectar uno o más bluetooths.

5. Conclusión y Resultados

Se logra cumplir con los objetivos propuestos. La comunicación se llevó de forma eficaz entre el software y hardware mismos que permitieron la manipulación del robot con la aplicación que se desarrolló para el celular. De manera que el proyecto presentado, tiene la finalidad de brindar una herramienta que pueda ayudar a los rescatistas y las personas que requieran utilizar para la búsqueda, exploración o visualización de un espacio de difícil acceso para humano.

Una de sus principales ventajas comparada con sistemas similares radica en su fácil implementación y además no requiere de hardware costoso para su utilización. De igual forma, el tamaño compacto, su bajo consumo de energía, la facilidad de adquisición de componentes y bajo costo de mantenimiento.

La programación en lenguaje C favorece desarrollar diferentes programas gracias a su flexibilidad que permite trabajar con hardware de alta complejidad. Por lo que se logra una buena manipulación del robot tanto en la forma autónoma como en la teleoperada. Y la distancia alcanzada para el control del robot de forma teleoperada es suficiente para poder explorar zonas no accesibles.

Como trabajo futuro se planea incluir una cámara que permita la visualización del espacio a explorar.

Las imágenes siguientes muestran los resultados obtenidos.

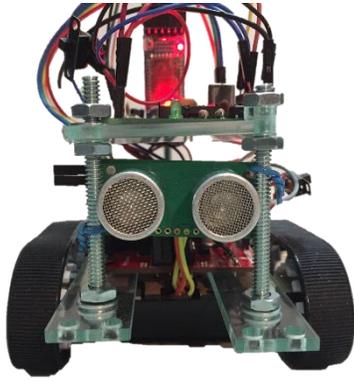


Fig. 13. Robot tipo Oruga vista frontal.

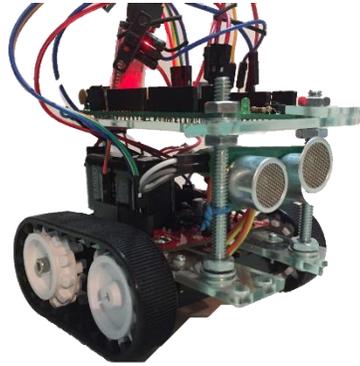


Fig. 14. Robot tipo Oruga vista lateral.

Referencias

- [1] Bonet Esteban, E. V. (2017). Leguaje C. [online] <http://informatica.uv.es/estguia/ATD/apuntes/laboratorio/Lenguaje-C.pdf> [Último Acceso 24 noviembre 2017]
- [2] Pololu.com. (2017). Pololu - 6V High-Power (HP) Micro Metal Gearmotors. [online] Available at: <https://www.pololu.com/category/173/6v-high-power-hp-micro-metal-garmotors> [Accessed 20 Nov. 2017].
- [3] De Las Nieves, V. (2011). Control de motores de Corriente Continua-Puente en H. Granábot.
- [4] Microchip Technology Inc. (2009) PIC18F2455/2550/4455/4550. Data Sheet. U. S. A.
- [5] HM Bluetooth module datasheet. Bluetooth 4.0 BLE module. Datasheet V303.
- [6] Tech Support. (2010) HC-05, Bluetooth to Serial Port Module.
- [7] Microchip Technology Inc. PIC16F87XA Data Sheet. (2003). 1st ed. U.S.A.
- [8] Núñez Olvera. O. F. Curso Avanzado de Microcontroladores (PIC18F4550). Instituto de Investigación en Comunicación Óptica . UASLP.
- [9] Jennifer Bray & Charles F. Sturman. Bluetooth Connect Without Cables, Second Edition, Prentice Hall PTR (2002)
- [10] Robert Morrow. Bluetooth Operation and Use, Mc Graw Hill (2002)

3 | Disminución de Armónicos en Técnica PWM Usando Múltiples Portadoras

R. E. Lozoya-Ponce⁸, R. C. Martínez-Montejano⁹, I. Campos-Cantón¹⁰.

Resumen

El propósito de este trabajo es presentar el desarrollo de un circuito de baja potencia utilizando amplificadores operacionales; el objetivo es emular dispositivos convertidores multinivel. A través de esta aplicación es posible generar y así analizar varias señales que son equivalentes a las usadas en los convertidores multinivel.

Palabras Clave: Convertidor multinivel, Amplificadores operacionales, Modulación por ancho de pulso, Distorsión total armónica.

⁸R. E. Lozoya Ponce (✉)

Universidad de Guadalajara.

Centro Universitario de los Valles, Carretera Guadalajara - Ameca Km. 45.5, C.P. 46600, Ameca, Jalisco, México.

e-mail. rlozoya@academicos.udg.mx

⁹R. C. Martínez-Montejano (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Unidad Académica Multidisciplinaria Zona Media, Carretera Rioverde-San Ciro, Km 4, El Carmen, 79615 Rioverde, S.L.P., México.

e-mail. roberto.montejano@uaslp.mx

¹⁰I. Campos-Cantón (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Facultad de Ciencias, Av. Chapultepec 1570, Privadas del Pedregal, 78295, San Luis Potosí, S.L.P., México.

e-mail. icampos@fciencias.uaslp.mx

1. Introducción

Una alternativa tecnológica para la generación de electricidad, que cuenta con un gran potencial, debido a las favorables condiciones climáticas de nuestro país, se basa en los sistemas de conversión de energía de viento. En general, la calidad de la energía eléctrica generada a partir de fuentes de energía renovable es un factor importante en la generación de electricidad.

Los inversores electrónicos son equipos de conversión de potencia eléctrica que transforman una tensión de corriente continua en una tensión de corriente alterna.

La tecnología involucrada en el diseño y la fabricación de estos equipos determina la calidad de energía eléctrica que puede generar un sistema de conversión de energía de viento. Esta tecnología se basa en convertidores los cuales operan tensiones y niveles de potencia medios generando una señal de tensión con una distorsión armónica menor a la obtenida con convertidores convencionales. A medida que se incrementa el número de niveles en el inversor, la señal reproducida se acerca a una senoide perfecta. Por lo tanto, la distorsión armónica de la salida disminuye aproximándose a cero. Sin embargo, el control de los inversores multinivel usualmente se realiza mediante estrategias de modulación de ancho de pulso (PWM) basadas en $m-1$ señales portadoras de la misma amplitud, para reproducir m número de niveles de tensión, además de emplear otras técnicas que implican mayor dificultad de implementación al incrementarse el número de niveles de tensión que se desean utilizar. Actualmente, la mayoría de las soluciones planteadas en la generación de los patrones de conmutación en inversores multinivel emplean procesadores digitales de señales (DSP) para controlar el encendido o apagado de los interruptores de potencia.

2. Puente H y modulación PWM

Una estructura de fase única de 5-nivel inversor en cascada con fuente de CC separada se ilustra en la figura. 1 *a*). El voltaje resultante se sintetiza mediante la adición de las tensiones generadas por las diferentes células.

Cada módulo individual puede generar tres niveles de tensión de salida diferentes, 0, $+V_{cc}$ y $-V_{cc}$, esto se hace mediante la conexión de la fuente de corriente continua de forma

secuencial en el lado de CA a través de los cuatro interruptores. La salida resultante de CA es una forma de onda casi sinusoidal de escalera. En la figura 1. b) la forma de onda de tensión de salida y los pulsos que lo componen se pueden observar. Estas señales se obtienen mediante diferentes técnicas de modulación de múltiples portadoras PWM.

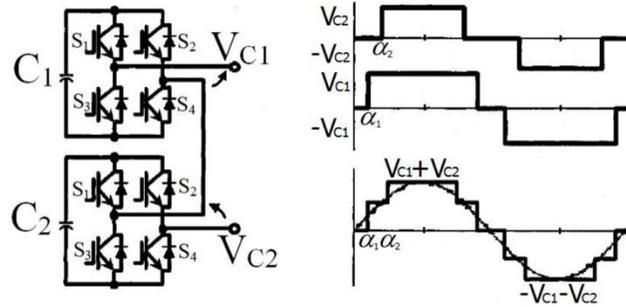


Fig. 1. a) Estructura en cascada de inversor de 5 niveles. b) Forma de onda de tensión de salida para un inversor de 5 niveles.

Hay muchas estrategias de modulación de ancho de pulso (PWM) utilizadas en los convertidores multinivel, las cuales se pueden clasificar de acuerdo con la frecuencia de conmutación, como se muestra en la figura 2.

En esta investigación utilizamos la técnica PWM múltiples portadoras ya que su implementación con amplificadores operacionales es la más sencilla.

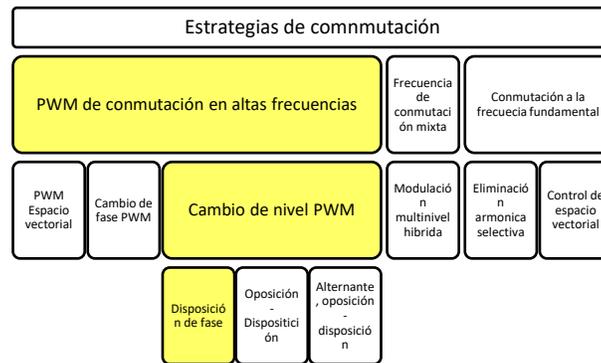


Fig. 2. Clasificación de técnicas de modulación PWM.

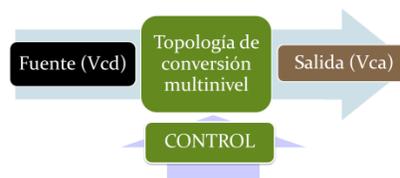


Fig. 3. Diagrama a bloques del proceso de emulación para un convertidor multinivel.

3. Metodología

En la figura 3 se presenta un diagrama bloques del procedimiento de emulación, en la primera sección aparecen fuentes de voltaje VCD y un generador de señales, en la segunda parte se muestran la topología de conversión multinivel, para ello es necesario considerar las siguientes configuraciones de amplificadores operacionales.

Portadora + Offset

Para conseguir las “n” portadoras se propone utilizar un amplificador en configuración sumador no inversor, como se muestra en la figura 4. Los parámetros de entrada son la portadora K_n y un nivel de offset B, la salida se expresa K_{n+1} como y corresponde a una portadora montada sobre un voltaje de offset. La figura 7 muestra este arreglo. En la tabla 1 se expresa el significado de la notación empleada en la fig. 4.

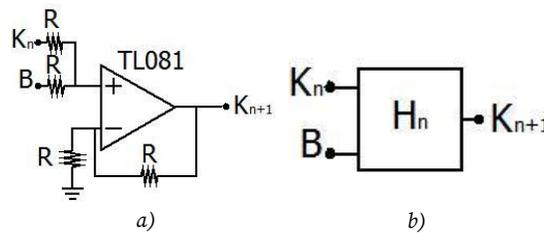


Fig. 4. a) Configuración sumador no inversor, b) Diagrama a bloque.

Tabla 1. Elementos en Portadora + Offset.

K_n	Señal Portadora (Triangular) 60 Hz
B	Offset
K_{n+1}	$K_{n+offset}$

a. Circuito de comparación

Este arreglo permite realizar la comparación de cada una de las señales portadoras con la señal moduladora; genera un valor de 5V cuando la portadora es mayor y 0V para el otro caso.

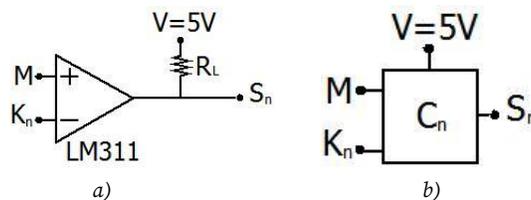


Fig. 5. a) Configuración comparador, b) Diagrama a bloque.

b. Sumador no inversor

Finalmente se juntan las señales switcheo en una sola a través de un sumador no inversor.

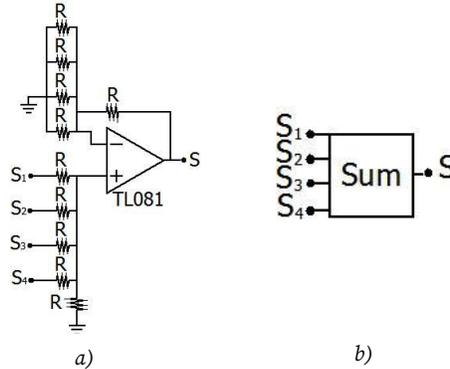


Fig. 6. a) Configuración comparador, b) Diagrama a bloque.

4. Resultados

Para los resultados físicos se tomaron en cuenta los parámetros mostrados en la tabla 2. Para la obtención de las múltiples portadoras pueden utilizar tanto un arreglo en paralelo como uno en serie, así como se muestra en la figura 7; en las figuras 8-13 se muestran resultados utilizando diferentes señales portadoras.

Tabla 2. Parámetros utilizados.

Moduladora (M)	60Hz
Portadoras (K_n)	1.1KHz, 1.2 KHz, 5.5KHz y 6KHz
Offset (B)	1V, 2V, 3V

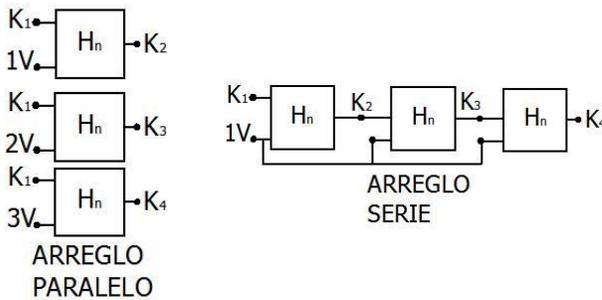


Fig.7. Tipos de arreglos para generar señales portadoras.

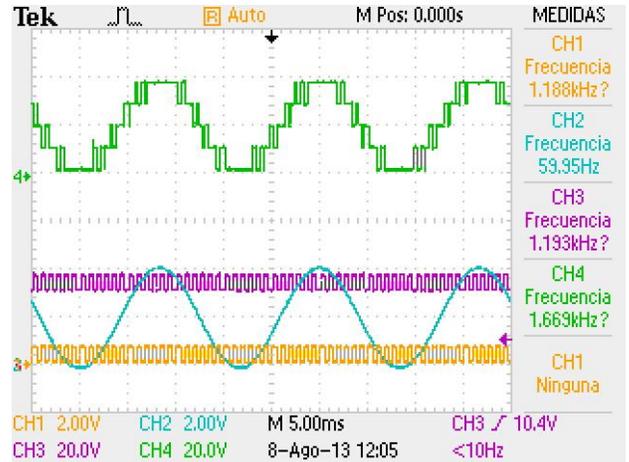


Fig. 8. Señal cuadrada $K_n = 1.2KHz$.

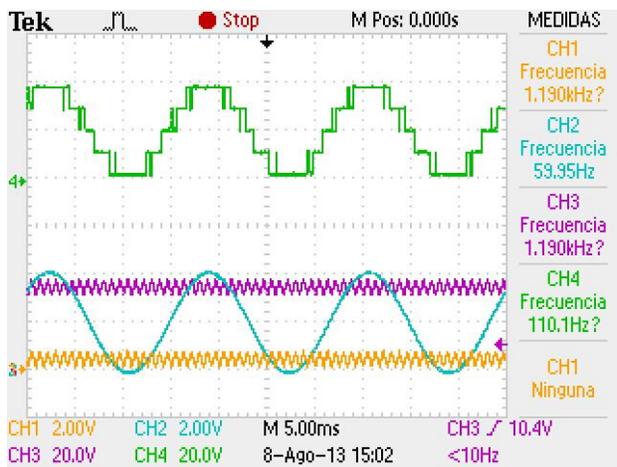


Fig. 9. Señal triangular $K_n = 1.2\text{KHz}$.

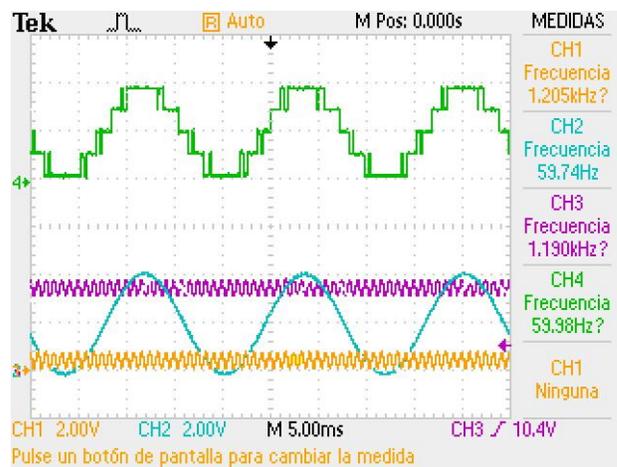


Fig. 10. Señal senoidal $K_n = 1.2\text{KHz}$.

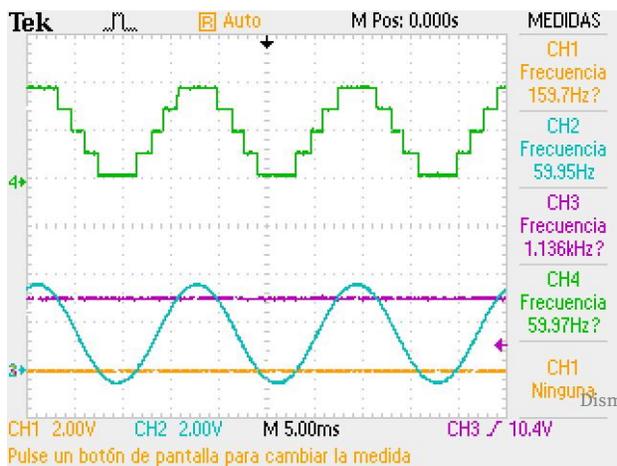


Fig. 11. Señal constante.

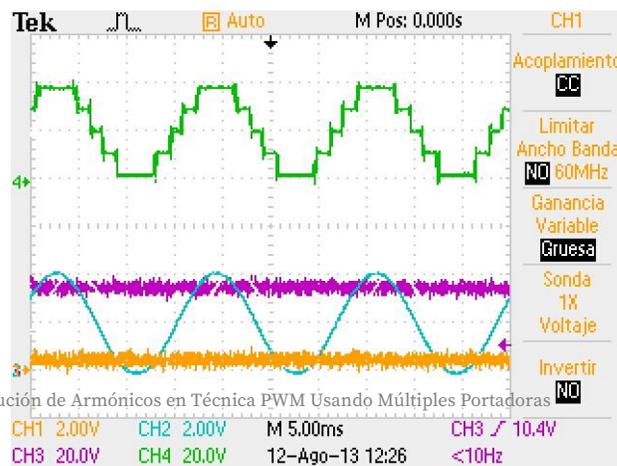


Fig. 12. Señal de ruido blanco.

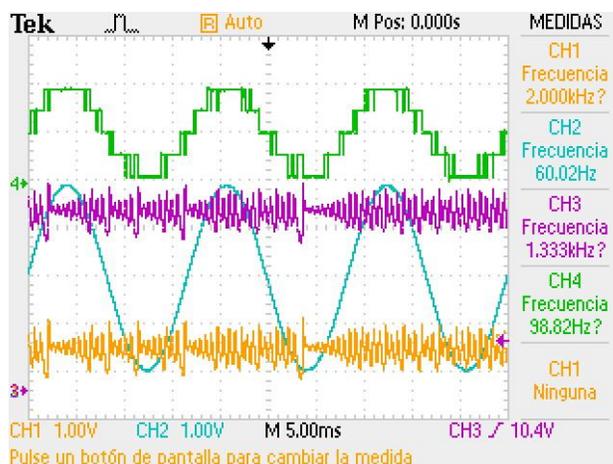


Fig. 13. Estado "Z" Oscilador de Lorenz

Posteriormente se obtienen los espectros de Fourier de las señales generadas y se comparan los valores de Distorsión Total Harmónica obtenidos con el analizador de armónicos marca fluke modelo 43B. en las figuras 14-19 se muestran resultados.



Fig. 14. Señal cuadrada $K_n = 1.2\text{KHz}$.



Fig. 15. Señal triangular $K_n = 1.2\text{KHz}$.



Fig. 16. Señal senoidal $K_n = 1.2\text{KHz}$.



Fig. 17. Señal constante.



Fig. 18. Señal de ruido blanco.



Fig. 19. Estado "Z" Oscilador de Lorenz.

5. Conclusiones

- ✚ El sistema realizado es de bajo costo y permite llevar a cabo la emulación de un convertidor multinivel.
- ✚ Los resultados obtenidos son bastante semejantes a los obtenidos usando topologías de mediana y alta potencia.
- ✚ El uso de amplificadores operacionales permite que el sistema sea escalable y fácil de implementar.
- ✚ Su diseño práctico permite la implementación de distintas técnicas de conmutación.

Referencias

- [1] Murali, K., Sinha, S. and Ditto, W. L. Construction of a reconfigurable dynamic logic cell, *Pramana* 64, p.433 (2005).
- [2] Ditto, William L. and Murali, K. and Sinha, S. Construction of a Chaotic Computer Chip. *Applications of Nonlinear Dynamics*, (Springer Berlin Heidelberg, University of Florida J. Crayton Pruitt Family Department of Biomedical Engineering Gainesville FL32611-6131 USA, 2009).

- [3] I. Campos-Cantón, J. a. Pecina-Sánchez, E. Campos-Cantón, and H. C. Rosu, A Simple Circuit With Dynamic Logic Architecture of Basic Logic Gates, *International Journal of Bifurcation and Chaos* 20 pp. 25{47, (2010).
- [4] H. Peng, F. Liu, L. Li, Y. Yang, and X. Wang, Dynamic logic architecture based on piecewise-linear systems, *Physics Letters A* 374 pp. 1450-1456, (2010).
- [5] J. Rodríguez, Jih-Sheng Lai & Fang Zheng Peng, Multilevel inverters: A survey of topologies, controls and applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002, Vol. 49, 724.
- [6] K. Kumar & S. Jain, Theoretical analysis and experimental validation of a novel multilevel inverter topology for renewable energy interfacing applications, *AIP Renewable and sustainable energy*, 2012, Vol. 4.
- [7] J. Selvaraj & N.A. Rahim, A novel width modulation for grid-connected multilevel inverter, *AIP Renewable and sustainable energy*, 2019, Vol. 1.

4 | Sistemas Combinacionales Reconfigurables

L. M. Ortiz-Rivera¹¹, I. Campos-Cantón¹².

Resumen

En este trabajo se presenta un circuito electrónico combinacional realizado con elementos básicos como: resistencias, capacitores, comparadores y amplificadores operacionales. Una de las principales ventajas de este sistema reconfigurable es que se puede pasar de un sistema combinacional a otro a través de la sintonización de potenciales. Este circuito electrónico permite reducir tiempo de diseño, costos y espacio.

Palabras Clave: Funciones Lógicas, Electrónica Analógica, Ecuaciones Diferenciales

1. Introducción

Un sistema combinacional es aquel, en el que las salidas se ven afectadas directamente debido al cambio que pueda llegar a existir en las entradas. Este sistema puede llegar a tener n entradas y m salidas. En la figura (1), se muestra de forma general la representación de un sistema combinacional.

¹¹L. M. Ortiz-Rivera (✉)
Universidad Autónoma de San Luis Potosí
Instituto de Investigación en Comunicación Óptica, Av. Karakorum 1470 Lomas 4a. 78210, San Luis Potosí, S.L.P., México.
e-mail. luzmariaortizriv@gmail.com

¹²I. Campos-Cantón (✉)
Universidad Autónoma de San Luis Potosí.
Facultad de Ciencias, Av. Chapultepec 1570, Privadas del Pedregal, 78295, San Luis Potosí, S.L.P., México.
e-mail. icampos@fciencias.uaslp.mx



Fig. 1. Diagrama de bloques de un sistema combinacional.

Las computadoras digitales realizan una variedad de procesamiento de información. Sin duda la operación aritmética más básica es la adición de dos dígitos, binarios. Consta de cuatro operaciones elementales $0 + 0 = 0$, $0 + 1 = 1$, $1 + 0 = 1$, $1 + 1 = 10$, las tres primeras operaciones producen una suma cuya longitud es un dígito, mientras que la cuarta suma consta de dos dígitos el bit más significativo se llama acarreo. Un circuito combinacional que lleva a cabo la adición de dos bits se denomina medio sumador. Uno que lleva a cabo la adición de tres bits (dos bits significativos y una cuenta que lleva previa) es un sumador completo.

El medio restador es un circuito combinacional que sustrae dos bits y produce una diferencia también tiene una salida para especificar si se ha tomado un 1. Para llevar a cabo $x-y$, tienen que verificarse magnitudes relativas de $x > y$ se tienen tres posibilidades; $0 - 0 = 0$, $1 - 0 = 1$ y $1 - 1 = 0$. El resultado se denomina bit de diferencia. Si $x < y$, tenemos $0-1$ y es necesario tomar 1 de la siguiente etapa más alta. El medio restador requiere de dos salidas, una salida es la diferencia y que informa si se ha tomado un 1. El restador completo es un circuito combinacional que lleva a cabo una sustracción entre dos bits, tomando en cuenta que uno se ha tomado por una etapa más baja. El circuito tiene tres entradas y dos salidas.

Un código binario de n bits, es capaz de representar hasta 2^n elementos distintos de información codificada. Un decodificador es un circuito combinacional que convierte información binaria de n líneas de entrada a un máximo de 2^n líneas únicas de salida. Un codificador es una función digital que produce la función inversa a un decodificador. Un codificador tiene 2^n (o menos) líneas de entrada y n líneas de salida.

La multiplexión significa transmitir un gran número de unidades de información de un número más pequeño de canales o líneas. Un multiplexor digital es un circuito combinacional que selecciona información de una de muchas líneas de entrada y la dirige a una sola línea de salida. En forma normal hay 2^n líneas de entrada, n líneas de selección cuyas combinaciones de bit determinan cual entrada se selecciona.

En electrónica digital, un *demultiplexor* es un circuito combinacional que tiene una entrada de información de datos d y n entradas de control que sirven para seleccionar una de las $2n$ salidas, por la que ha de salir el dato que presente en la entrada. Esto se consigue aplicando a las entradas de control la combinación binaria correspondiente a la salida que se desea seleccionar [1].

2. Sistemas combinacionales

Se propone el estudio de los sistemas combinacionales a través de un sistema dinámico lineal $\dot{X} = AX + BU$, $Y = CX$, [2] en el espacio de estados con n dimensiones y n soluciones al sistema como se describe a continuación

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & \cdots & a_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{a1} & \cdots & a_{nn} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} b_{11} & \cdots & b_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{1n} & \cdots & b_{nn} \end{bmatrix}, X = \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}, U = \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_n \end{bmatrix}, Y = \begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} \quad (1)$$

Tomando $U = [U_1, \dots, U_n]^T$ como vector de entrada, Y determina la salida del sistema y X los estados del sistema [4], [5].

Para el diseño del sistema combinacional se lleva a cabo el diagrama de bloques de la figura 2. En el que se observan los interruptores A, B, C y D . Estos interruptores son los encargados de pasar de un estado de dos, tres o cuatro dimensiones, de tal manera que el sistema quede de acuerdo con las entradas requeridas para cada sistema combinacional.

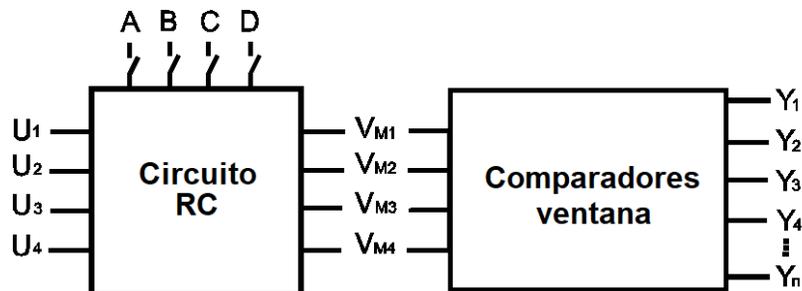


Fig. 2. Diagrama de bloques de un sistema combinacional.

La figura (2) se compone de dos bloques. El primero es un circuito RC, del que se obtienen los potenciales $VM1, VM2, VM3$ y $VM4$ que se conectan las entradas V_{in} de diferentes comparadores ventana (figura 3) [3], estos conforman el segundo bloque de la figura 2 (algunas salidas de los comparadores ventana están conectadas a amplificadores operacionales en configuración sumadora).

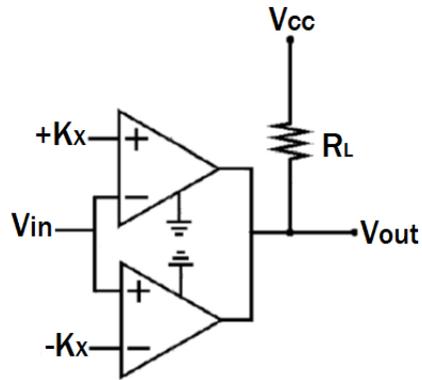


Fig. 3. Circuito ventana.

3. Diseño

La figura 4 muestra el circuito general para cuatro entradas, para llegar a este modelo en el bloque de la figura 2 los interruptores *A* y *D* estén abiertos mientras que *B* y *C* están cerrados.

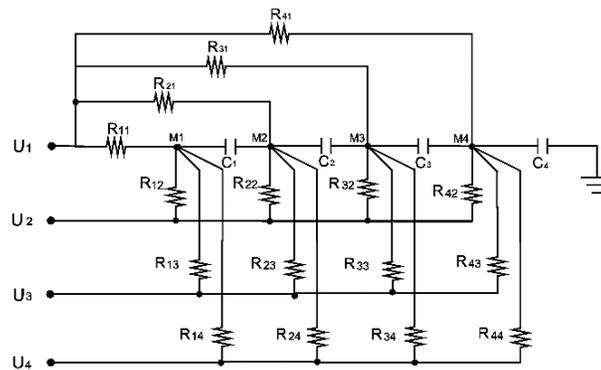


Fig. 4. Circuito RC para cuatro entradas.

La siguiente tabla muestra la posición de los interruptores en base a la cantidad de entradas requeridas para cada sistema combinacional.

Tabla 1. Tabla de posición de interruptores para cambiar de número de entradas $n = 1,2,3$.

<i>Interruptor</i>	$n=2$	$n = 3$	$n = 4$
A	Abierto	Cerrado	Abierto
B	Abierto	Abierto	Cerrado
C	Abierto	Cerrado	Cerrado
D	Cerrado	Abierto	Abierto

Con las diferentes posiciones de los interruptores se obtienen gran variedad de potenciales en V_{M1}, V_{M2}, V_{M3} y V_{M4} . Para $n = 2$ solo se utilizarán los potenciales en V_{M3} y V_{M4} . Para $n = 3$ se utilizarán los potenciales de V_{M2}, V_{M3} y V_{M4} . Y para $n = 4$ los potenciales en V_{M1}, V_{M2}, V_{M3} y V_{M4} .

La siguiente tabla de verdad muestra los potenciales en V_{M3} y V_{M4} obtenidos a partir de la posición de los interruptores para $n = 2$.

Tabla 2. Tabla de potenciales obtenidos con dos entradas (u_1, u_1).

U_1	U_2	V_{M3}	V_{M4}
0	0	0	0
0	1	3.457	1.914
1	0	1.914	3.457
1	1	5	5

Con $n = 2$, se tiene a la salida del primer bloque V_{M3} y V_{M4} y obtiene el diagrama de estados a través de cada una de sus entradas (0,0), (0,1), (1,0) y (1,1) como sigue:

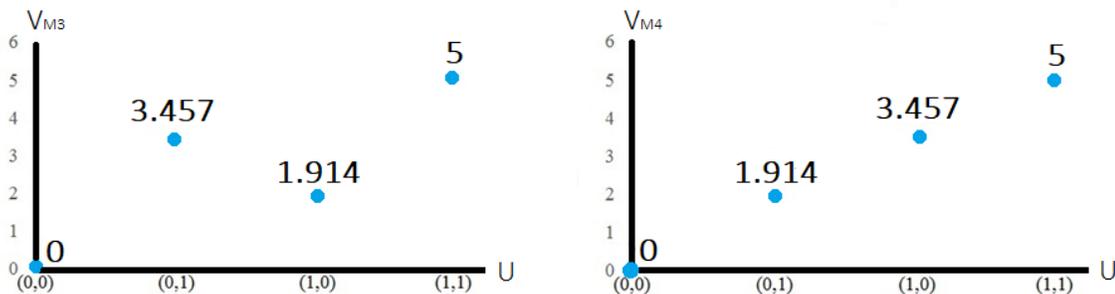


Fig. 5. Diagrama de estados contra entradas u_1, u_1 .

Una vez obtenido el diagrama de estados se procede a obtener la(s) salida(as) Y . Mediante una ventana acotada por los valores de umbral $+K_x$ y $-K_x$, donde $x = 1, 2, \dots, n$. Por lo tanto, el valor de potencial que se encuentre en el intervalo $(+K_x, -K_x)$ se considera como un 1 lógico y lo que esté fuera se considera como un 0 lógico.

En este proyecto se utilizaron ocho comparadores ventana ($Co_1 - Co_8$). La salida V_{M1} (primer bloque figura 2) está conectada a dos comparadores Co_1 y Co_5 y V_{M2} a los comparadores Co_2 y Co_6 , V_{M3} a Co_3 y Co_7 , y finalmente V_{M4} a Co_4 y Co_8 . La salida de los comparadores Co_1, Co_2, Co_3 y Co_4 se introducirán a un amplificador operacional en

configuración sumadora y a esta salida se denomina Y_8 , mientras que la salida de los comparadores Co_5 , Co_6 , Co_7 y Co_8 también se sumarán y la salida corresponde a Y_9 . $Y_0 - Y_7$ pertenecen a las salidas de los comparadores ventana $Co_1 - Co_8$. Es importante mencionar que en algunos sistemas combinatoriales no se utilizan todos los comparadores ventana mencionados en este trabajo.

a. Sumador medio y restador medio

El primer sistema combinatorial que se aborda es el sumador medio. La tabla de verdad correspondiente a este sistema combinatorial está dada por la Tabla 3. Se puede observar un 1 lógico en la tercera columna correspondiente a S , cuando las entradas (U_1, U_2) son $(0,1)$, $(1,0)$ y 1 lógico en la cuarta columna C , cuando las entradas (U_1, U_2) son $(1,1)$.

Tabla 3. Tabla de verdad de un sumador medio.

U_1	U_2	S	C
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

Tiene dos entradas $n = 2$, por lo tanto, le corresponde el potencial V_{M3} y V_{M4} . Para representar la tabla de verdad anterior, se eligen ventanas acotadas por los valores de umbral $+K_3 = 4$ y $-K_3 = 1$, $+K_8 = 6$ y $-K_8 = 4$, como se observa en el diagrama de estados de la figura 6.

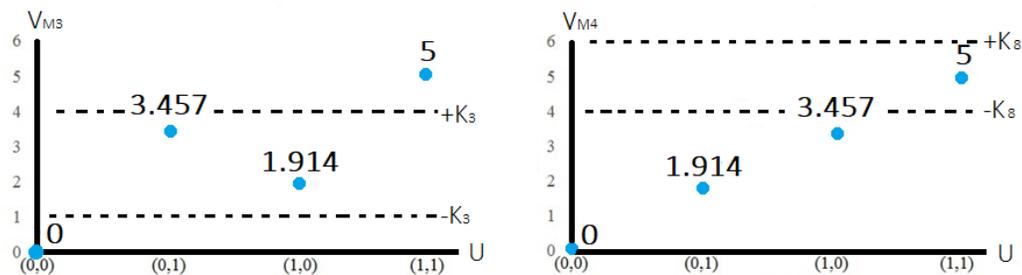


Fig. 6. Diagrama de estados del sumador medio.

Un restador medio tiene la siguiente tabla de verdad (Tabla IV). Se puede observar un 1 lógico en la tercera columna correspondiente a D , cuando las entradas (U_1, U_2) son $(0,1)$, $(1,0)$ y 1 lógico en la cuarta columna B , cuando las entradas (U_1, U_2) son $(0,1)$.

Tabla 4. Tabla de verdad de un sumador medio.

U_1	U_2	S	C
0	0	0	0
0	1	1	1
1	0	1	0
1	1	0	0

Para pasar de un sumador medio un restador medio solo basta con modificar los parámetros de umbral de $+K_8$. Ya que, en este sistema combinatorial, los parámetros de umbral son: $+K_3 = 4$ y $-K_3 = 1$, $+K_8 = 3$ y $-K_8 = 1$. La salida de estos sistemas combinatoriales se obtiene en $Y_8 - Y_9$.

b. Sumador completo y restador completo

Tanto para un sumador completo como para un restador completo la cantidad de entradas es $n = 3$. Al posicionar los interruptores A y C cerrados y los interruptores B y D abiertos, los potenciales que se obtienen en V_{M2} , V_{M3} y V_{M4} están dados por la tabla V.

Tabla 5. Tabla de potenciales obtenidos con tres entradas (U_1, U_2, U_3) .

U_1	U_2	U_3	V_{M2}	V_{M3}	V_{M4}
0	0	0	0	0	0
0	0	1	1.587	2.867	1.166
0	1	0	2.867	1.166	1.587
0	1	1	4.196	3.794	2.588
1	0	0	1.166	1.587	2.867
1	0	1	2.588	4.196	3.794
1	1	0	3.794	2.588	4.225
1	1	1	5	5	5

La tabla de verdad de un sumador completo y un restador completo es la siguiente

Tabla 6. Tabla de verdad de un sumador y un restador completo.

U_1	U_2	U_3	S	C	D	B
0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	0	1	1
0	1	0	1	0	1	1
0	1	1	0	1	0	1
1	0	0	1	0	1	0
1	0	1	0	1	0	0
1	1	0	0	1	0	0
1	1	1	1	1	1	1

Dada la posición que ocupan los 1 lógicos en la tabla 6 para el sumador y restador completo. Los valores de umbral para S y D son $+K_2 = 5.5$ y $-K_2 = 4.5$, $+K_3 = 2$ y $-K_3 = 1$, $+K_4 = 2$ y $-K_4 = 0.5$. Para la columna C , los valores de umbral son $+K_6 = 4.5$ y $-K_6 = 4$, $+K_8 = 5.5$ y $-K_8 = 3.5$. Y para la columna B el umbral está dado por $+K_6 = 5.5$ y $-K_6 = 4.5$, $+K_8 = 2.6$ y $-K_8 = 0.5$. La salida de estos sistemas combinatoriales se obtiene en $Y_8 - Y_9$.

c. *Codificador, decodificador, multiplexor y demultiplexor*

El codificador máximo que se puede implementar con este sistema es el codificador 4 a 2. Está dado por la siguiente tabla de verdad. Las entradas U_1, U_2, U_3 y U_4 , están representadas por las variables I_0, I_1, I_2 , y I_3 respectivamente.

Tabla 7. Tabla de verdad de un codificador 4 a 2.

I_0	I_1	I_2	I_3	y_1	y_0
0	0	0	1	1	1
0	0	1	0	1	0
0	1	0	0	0	1
1	0	0	0	0	0

El decodificador implementado en este trabajo es de 3 entradas y 8 salidas. Es decir, un decodificador 3 a 8. Está dado por la siguiente tabla de verdad. Los valores de umbral se dan a conocer en las tablas 11 y 12.

Tabla 8. Tabla de verdad de un decodificador 3 a 8.

U_1	U_2	U_3	U_4	y_0	y_1	y_2	y_3	y_4	y_5	y_6	y_7
0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0
0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0
0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0
0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1
1	x	x	x	0	0	0	0	0	0	0	0

El multiplexor aplicado a este trabajo se compone por un selector S que corresponde a la entrada u_1 , dos entradas de datos I_1, I_2 correspondientes a u_2 y u_3 . La tabla de verdad está dada por la siguiente tabla 9.

Tabla 9. Tabla de verdad de un multiplexor 2 a 1.

S	I_1	I_2	y_1
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	1	1

El demultiplexor realizado se compone de dos selectores S_1 y S_2 correspondientes a u_1 y u_2 , una entrada de dato I_1 que corresponde a u_3 .

Tabla 10. Tabla de verdad de un demultiplexor 2 a 4.

S_1	S_2	I_1	y_3	y_2	y_1	y_0
0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	1
0	1	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	1	0
1	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	1	0	0
1	1	0	0	0	0	0
1	1	1	1	0	0	0

Los valores de umbral para el codificador, decodificador, multiplexor y demultiplexor se dan en las siguientes tablas 11 y 12.

Tabla 11. Configuración de valores umbral para codificador, decodificador, multiplexor y demultiplexor (parte I).

Sistema Combinacional	$+K_1$	$+K_2$	$+K_3$	$+K_4$
	$-K_1$	$-K_2$	$-K_3$	$-K_4$
Codificador 4 a 2	1.2	-	-	-
	0.5	-	-	-
Decodificador 3 a 8	0.5	1.4	0.8	1.8
	-5	1.2	0.5	1.4
Multiplexor 2 a 1	-	3	4	6
	-	2	3	4.5
Demultiplexor 2 a 4	-	-	-	-
	-	-	-	-

Tabla 12. Configuración de valores umbral para codificador, decodificador, multiplexor y demultiplexor (parte II).

Sistema Combinacional	$+K_1$	$+K_2$	$+K_3$	$+K_4$
	$-K_1$	$-K_2$	$-K_3$	$-K_4$
Codificador 4 a 2	-	0.9	-	0.7
	-	0.5	-	0.5
Decodificador 3 a 8	2.5	1.9	1.7	2.7
	2.4	1.7	1.3	2.5
Multiplexor 2 a 1	-	-	-	-
	-	-	-	-
Demultiplexor 2 a 4	2.5	1.9	1.7	2.7
	2.4	1.7	1.3	2.5

4. Conclusión

Se realizó la simulación de los sistemas combinatoriales mediante el software Multisim, donde se probó cada uno de los valores de umbral tomados en cuenta para su sintonización.

Gracias a la versatilidad de sistema reconfigurable se logró la implantación de ocho sistemas combinatoriales con un máximo de cuatro entradas y/o un máximo de ocho salidas. Existe la posibilidad de expandir el sistema tanto en entradas como en salidas.

Referencias

- [1] M. Morris Mano, Diseño digital, Pearson Educación de México, pp.111-141. 3ª ed. México (2003).
- [2] L. Perko, Differential Equations and Dynamical Systems, Springer, pp. 1-60 3ª ed. USA (2000).
- [3] J. U. Cisneros Parra.: El amplificador operacional. México (2006).
- [4] I. Campos-Cantón.: Desarrollo de celdas lógicas por medio del espacio de estados en un sistema bidimensional. Rev. Mex. Fis. 57(2), 106-109 (2011).
- [5] R.E Lozoya-Ponce, I. Campos-Cantón, R.O. Lozoya-Ponce.: Celda lógica en un sistema bidimensional. Rev. Mex. Fis. 59, 359-363 (2013).

5 | Diseño de un Circuito Electrónico para una CNN basada en Autómatas Celulares

B. Cerda-Cerda¹³, I. Campos-Cantón¹⁴.

Resumen

En el presente trabajo se realiza el diseño electrónico de una Red No lineal Celular Reconfigurable; esto con el objetivo de obtener un sistema que emule la evolución de un Autómata Celular en su forma más básica, y que a su vez sea capaz de presentar un comportamiento dinámico en cada una de las células que lo conforman. La Red No lineal Celular Reconfigurable es un sistema construido a partir de circuitos reconfigurables y un arreglo de flip-flops; este último funciona como etapa de retroalimentación para llevar a cabo el comportamiento evolutivo, mientras que los circuitos reconfigurables tienen la función de células del sistema. Al circuito empleado en dichas células le llamamos Compuertas Lógicas Reconfigurable, ya que su función es arrojar una respuesta digital, tal como lo hacen las Compuertas Lógicas convencionales, pero con la capacidad de cambiar su comportamiento en tiempo real al modificar sus parámetros de entrada, lo que le da un carácter dinámico a la red. Los resultados obtenidos nos muestran que el diseño planteado muestra el mismo comportamiento que los modelos matemáticos existentes.

Palabras Clave: Autómatas Celulares, Compuertas Lógicas Reconfigurables, Redes No lineal Celular.

¹³B. Cerda-Cerda (✉)
Universidad Autónoma de San Luis Potosí
Instituto de Investigación en Comunicación Óptica, Av. Karakorum 1470 Lomas 4a. 78210, San Luis Potosí, S.L.P., México.
e-mail. baltazar.cerd@gmail.com

¹⁴I. Campos-Cantón (✉)
Universidad Autónoma de San Luis Potosí.
Facultad de Ciencias, Av. Chapultepec 1570, Privadas del Pedregal, 78295, San Luis Potosí, S.L.P., México.
e-mail. icampos@fciencias.uaslp.mx

1. Introducción

La necesidad de entender sistemas cuyo comportamiento es complejo, y hasta cierto punto impredecible, como pueden ser el cambio climático, el control de tráfico, la propagación de virus y enfermedades, la evolución de patologías dentro del cuerpo, e incluso la actividad cerebral, etc., nos ha llevado a crear modelos e idealizaciones que nos permitan emular dichos sistemas; para así poder entender, y en algunos casos manipular, la evolución que estos presentan al paso del tiempo; algunos de estos son los Autómatas Celulares y las Redes Neuronales. Estas últimas son, a grandes rasgos, modelos computacionales compuestos por interconexiones entre elementos llamados neuronas artificiales, las cuales se organizan dentro de una estructura multicapa llamada red, donde la primera de estas capas contiene la información de entrada y la última la respuesta del sistema. Las capas intermedias, también llamadas “capas ocultas”, son las que llevan a cabo el procesamiento mediante funciones de activación. Estas neuronas tienen la capacidad de aprender y cambiar el peso de su función de activación, que por lo general es un número decimal entre 0 y 1 en intervalos decimales, y de esta forma simular la interacción que existe entre las neuronas que genera el funcionamiento del cerebro.

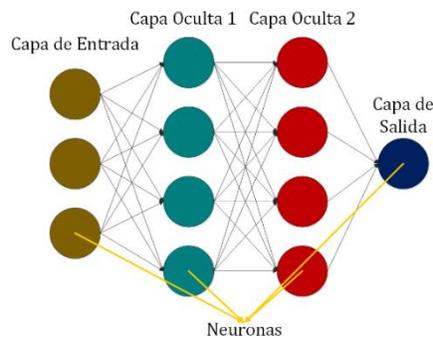


Fig. 1. Red Neuronal con dos capas ocultas.

Por otra parte, los Autómatas Celulares son modelos matemáticos que evolucionan temporal y espacialmente en forma discreta siguiendo un conjunto de reglas específicas. Estos representan sistemas dinámicos, lo que permite estudiar el comportamiento de fenómenos físicos complejos. Así, se pueden describir como un conjunto de elementos, que se actualizan por sí mismos en paralelo mediante una regla de evolución [1] y que poseen una fuerte interacción local entre ellos. La evolución de los Autómatas Celulares se genera sobre espacios rectangulares bidimensionales llamados mallas o enrejados, donde están distribuidos un número de elementos llamados células. Las células o sitios pueden

tomar dos o más valores que se actualizan simultáneamente basándose en los valores de sus vecinos en pasos de tiempo anterior de acuerdo con las reglas locales de evolución que sean especificadas (figura 2). Los Autómatas Celulares pueden generarse en una, dos o tres dimensiones, sin embargo, los más usados y estudiados hasta el momento son los unidimensionales, ya que se emplean en un sin número de aplicaciones en ramas como la física, biología, teoría de números, etc., debido que muestran muchos de los comportamientos complejos de un sistema continuo. La forma en que estos últimos llevan a cabo su evolución es colocando la semilla inicial en la parte superior del enrejado, sobre el eje de las x , se aplica la regla a cada una de las células que componen la semilla y de esta manera se forma un nuevo vector, el cual se coloca una posición por debajo de la semilla anterior sobre el eje y , el cual representa el tiempo y crece en forma descendiente sobre el enrejado [2].

Por lo general, los Autómatas Celulares Unidimensionales evolucionan por medio de un vecindario de radio 1, esto quiere decir que el valor de un sitio es determinado por la regla aplicada a él mismo y sus vecinos contiguos más cercanos en un tiempo anterior $(-1, 0, 1)$ como lo podemos ver en la figura 3; si el sitio se encuentra ya sea al principio o al final del enrejado, se toma como vecino la célula al otro extremo del mismo, como si se tratara de un anillo. Cuando además de esto, las células solo pueden tomar dos estados 0, 1, se le conoce con el nombre de Autómata Celular Elemental [2].

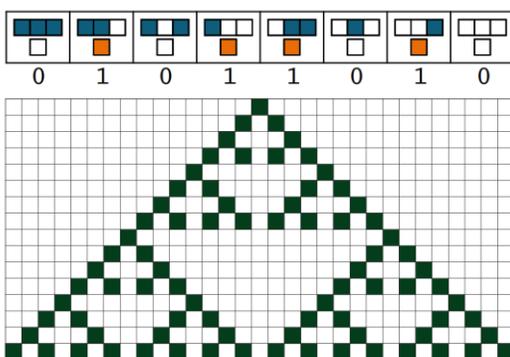


Fig. 2. Autómata Celular Unidimensional, regla 90.

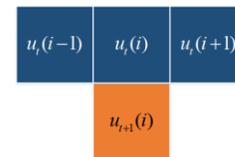


Fig. 3. Vecindario elemental de los Autómatas Celulares Unidimensionales.

En el contexto de los Autómatas Celulares Elementales existen $2^3 = 8$ posibles combinaciones, en otras palabras, los ocho números binarios de tres bits que pueden cambiar el estado de la célula, por lo tanto, se tienen un total de $2^8 = 256$ reglas de

evolución diferentes para este tipo de modelos. Stephen Wolfram agrupo estas 256 reglas en 4 clases: fijas, periódicas, caóticas y complejas, según su comportamiento evolutivo. De estas reglas, debido a dos restricciones mencionadas en [3], Wolfram las divide en legales e ilegales, de las cuales 82 pertenecen al rubro legal, y a su vez algunas de estas cumplen con ciertas propiedades interesantes, una de estas es la regla 90 que cumple con superposición aditiva, tiene el comportamiento del operador “suma modulo 2”, y además es tiene comportamiento “periférico”, esto quiere decir que solo necesita del valor de sus vecinos en un tiempo anterior para llevar a cabo su evolución, además pertenece a la clase 3 debido al comportamiento fractal que presenta al paso del tiempo. De estas propiedades una muy interesante y útil para este trabajo es el hecho de ser una regla periférica, ya que debido a ello podemos analizar su comportamiento en un sistema que solo cuente con dos entradas, los vecinos, ya que podemos prescindir del estado de la propia célula en un paso de tiempo anterior, lo que facilita el diseño del sistema. Además de la regla 90, otras reglas que cumplen con este carácter periférico son la regla 160 y 250, que se comportan como los operadores AND y OR respectivamente [3].

Así, el objetivo de este trabajo es realizar el diseño de un circuito reconfigurable, compuesto por componentes electrónicos básicos, el cual sea capaz de emular el comportamiento de las reglas definidas por Wolfram de los Autómatas Celulares. El corazón del sistema está compuesto por Compuertas Lógicas Reconfigurables, ya que con estas podremos sintonizar en tiempo real las funciones que determinan las distintas reglas de evolución. Al tener comportamiento dinámico no lineal en dichas compuertas, y siendo estas los elementos que fungen como las células del sistema, de acuerdo con lo establecido por Chua [4] podemos decir que al estar todas sintonizadas bajo la misma regla, estamos hablando de una Red No lineal Celular. Es de importancia mencionar que Luigi Fortuna en [5] muestra un trabajo muy similar, solo que él realiza su diseño sobre un microcontrolador AVR en una placa Arduino, en nuestro caso como ya se mencionó, el diseño se realiza a partir de componentes electrónicos básicos. En el capítulo 2 se realiza el diseño de la compuerta reconfigurable con dos entradas, mientras que el capítulo 3 se realiza el diseño completo de la red usando la compuerta lógica reconfigurable en forma de encapsulado y el arreglo de la etapa de memoria para almacenar datos en dos pasos de tiempo distintos y así poder generar la evolución; para finalizar, en el capítulo 4 se mencionan las conclusiones y trabajo a futuro.

2. Compuerta Lógica Reconfigurable

Las compuertas lógicas son bloques que realizan la función de operadores booleanos, por lo tanto, operan con números binarios y solamente responden a niveles bajos y altos de voltaje, 0 y 5 volts respectivamente, los cuales son representados con valores lógicos 0 y 1 [6]. Para que la red planteada pueda tener un comportamiento reconfigurable, es necesario contemplar un elemento dinámico el cual al variar sus parámetros sea capaz de modificar su respuesta en tiempo real, para este propósito se plantea usar una compuerta lógica reconfigurable como célula del sistema. Este dispositivo actúa como un operador lógico capaz de cambiar su respuesta al modificar sus parámetros de control, con lo cual es posible generar compuertas lógicas básicas y funciones booleanas según sus combinaciones de entrada. Es preciso mencionar que existe un extenso trabajo realizado por Campos-Cantón para obtener distintas funciones en un espacio de estados bidimensionales, del cual se pueden consultar algunos resultados en [7].

A continuación, se realiza el análisis matemático de la compuerta lógica reconfigurable con dos entradas y se muestran los resultados al obtener las compuertas OR, AND y XOR, cuyas respuestas teóricas se observan en la siguiente tabla de verdad:

Tabla 1. Tabla de verdad de las funciones que representa a las compuertas.

Entradas		Función		
x_0	x_1	XOR	AND	OR
0	0	0	0	1
0	1	1	0	1
1	0	1	0	1
1	1	0	1	0

a. Análisis Matemático

Para la construcción de las compuertas hacemos uso de funciones lineales en un arreglo matricial y un vector de entradas binarias, así consideramos el siguiente sistema lineal:

$$\dot{X} = AX + B \quad (1)$$

Donde $A \in \mathbb{R}^2 \times \mathbb{R}^2$ y $X, B \in \mathbb{R}^2$ son matrices reales; A y B contienen los parámetros del sistema, X es el vector de entradas binarias, $x_i \in (0, 1)$, y la salida la definimos como:

$$Y(f) = \begin{cases} 1, & |f + C| < k \\ 0, & \text{de otra forma} \end{cases} \quad (2)$$

Siendo $C, k \in \mathbb{R}^2$, los valores del centro y del radio, respectivamente, de una circunferencia donde el valor de salida está determinado dependiendo si el valor de la función cae dentro (1 lógico) o fuera (0 lógico) de esta circunferencia a la que llamamos umbral [8]. Al definir nosotros la salida y sabiendo que x solo puede valer 0 o 1, estamos en la posibilidad de generalizar el sistema de la siguiente forma:

$$f(x) = A^T X + b \quad (3)$$

Donde ahora $A^T, X \in \mathbb{R}^2$ y $b \in \mathbb{R}$, y así obtenemos los siguientes vectores:

$$A^T = [a_1 \quad a_2], \quad X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Que al sustituirlos en la ecuación (3), nos dan como resultado el siguiente sistema:

$$f(x) = [a_1 \quad a_2] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + b \quad (5)$$

Al expresar esto en forma polinomial obtenemos:

$$f(x) = a_1 x_1 + a_2 x_2 + b \quad (6)$$

Siendo $x_1, x_2 \in \{0,1\}$ las entradas del sistema, podemos sustituir su valor en las diferentes combinaciones binarias y generar la siguiente tabla de verdad:

Tabla 2. Tabla de verdad para obtener las ecuaciones que se generan con una CLR de dos entradas.

x_1	x_2	$f(x)$
0	0	b
0	1	$a_2 + b$
1	0	$a_1 + b$
1	1	$a_1 + a_2 + b$

Tomando en cuenta lo anterior, podemos representar al sistema mediante el siguiente diagrama de bloques:

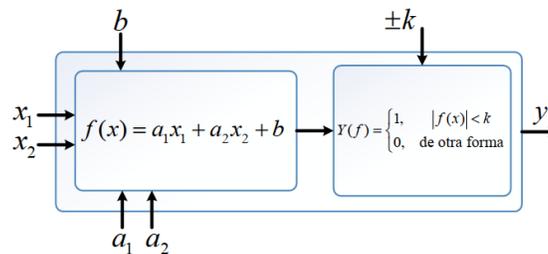


Fig. 4. Diagrama de bloques de una compuerta lógica reconfigurable de dos entradas.

b. Circuito Electrónico

Al observar el diagrama de bloques de la figura 4, nos podemos percatar que el circuito propuesto básicamente se compone de dos etapas. En la primera se encuentran las entradas del sistema x_1 y x_2 , las cuales toman valores de voltaje alto o bajo, y que se conectan a los potenciómetros R_1 y R_2 respectivamente, formando así dos divisores de tensión con lo que estamos en la posibilidad de variar los parámetros de entrada del sistema de forma manual. El parámetro b se obtiene mediante una señal de offset, la cual de igual forma podemos variar manualmente mediante el uso del potenciómetro R_3 , es importante señalar que los tres potenciómetros tienen un valor de 10Ω . Estas tres señales entran a una etapa de acople de impedancias y después a un amplificador operacional en configuración de sumador con ganancia unitaria.

$$V_f = -R_7 \left(\frac{V_{x1}}{R_4} + \frac{V_{x2}}{R_5} + \frac{V_b}{R_6} \right) \quad (7)$$

$$V_f = V_{x1} + V_{x2} + V_b \quad (8)$$

En la segunda etapa del circuito se encuentra el elemento que le da la propiedad de “no linealidad” al sistema, nos referimos a un comparador de voltaje de tipo ventana, el cual se compone de dos comparadores LM311 junto a dos fuentes de referencia con valor de 1V, lo que constituye el umbral de salida, centrado en $\pm k$, que define el comportamiento de la compuerta. Así, si el voltaje en el nodo V_f se encuentra dentro de este umbral, el valor que tomará la salida Y será de 5V, y de lo contrario 0V.

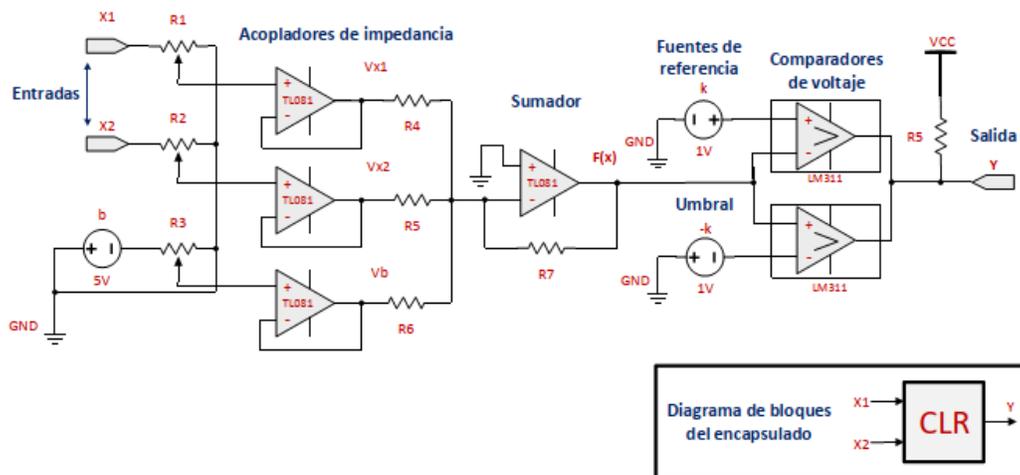


Fig. 5. Circuito de la compuerta lógica reconfigurable.

c. Resultados

Los valores obtenidos para sintonizar los parámetros de entrada de la compuerta son los siguientes:

Tabla 3. Parámetros de entrada para las funciones AND, OR y XOR.

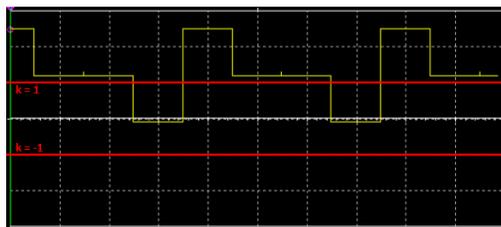
<i>función</i>	x_1	x_2	b
AND	1.3	1.3	-2.5
OR	1.3	1.3	-2
XOR	2.5	2.5	-2.5

Sustituyendo los valores de la tabla 3 en las ecuaciones de obtenidas en la tabla 2, obtenemos los valores teóricos de salida para cada una de las funciones, que podemos observar en la siguiente tabla.

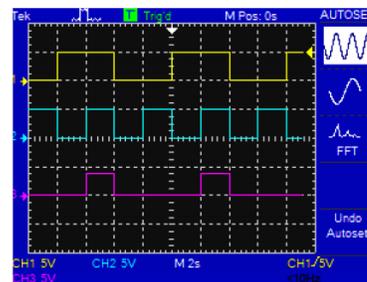
Tabla 4. P Resultado de las ecuaciones del sistema al sintonizar las compuertas lógicas.

x_1	x_2	<i>ecuación</i>	AND		OR		XOR	
			$f(x)$	$y(x)$	$f(x)$	$y(x)$	$f(x)$	$y(x)$
0	0	b	-2.5	0	-2.0	0	-2.5	0
0	1	$a_2 + b$	-1.2	0	-0.7	1	0	1
1	0	$a_1 + b$	-1.2	0	-0.7	1	0	1
1	1	$a_1 + a_2 + b$	0.1	1	0.6	1	-2.5	0

En las siguientes figuras se muestra el comportamiento de la compuerta al ser sintonizado con las diferentes funciones, en la parte derecha de las figuras se muestra la señal de la función y el umbral, y en las figuras del lado derecho se muestran los valores de entrada y la salida del circuito.



(a) $f(x)$: amarillo, k : rojo



(b) x_1 : amarillo, x_2 : cyan,
 $y(x)$: magenta

Fig. 6. Compuerta lógica AND.

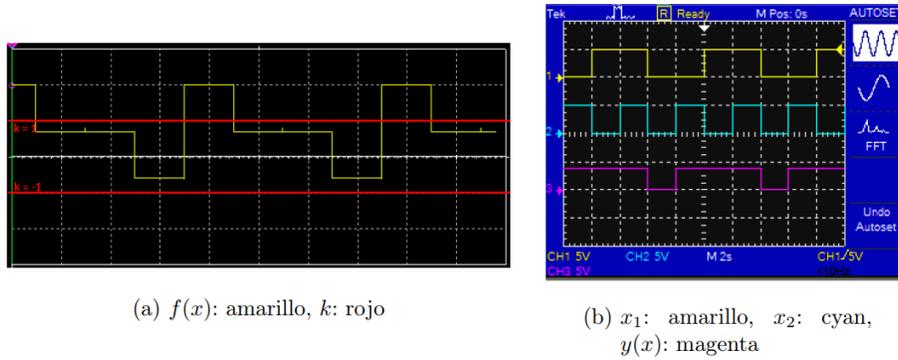


Fig. 7. Compuerta lógica OR.

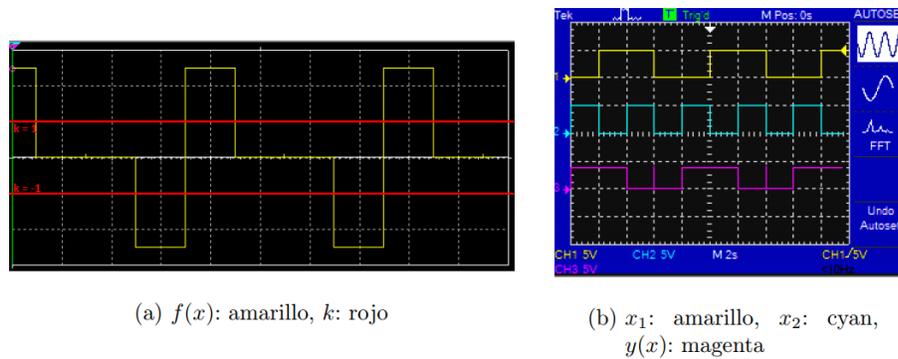


Fig. 8. Compuerta lógica XOR.

3. Red No Lineal Celular

Las Redes No lineales Celulares son modelos computacionales introducidos por Leon Chua a finales de los años 80's. Estos sistemas tienen la peculiaridad de que por una parte son circuitos analógicos no lineales que procesan señales en tiempo real, como las Redes Neuronales, y al mismo tiempo se forman sobre un enrejado compuesto por células con la misma distancia de separación, las cuales en su interior llevan clones de un mismo circuito, que se comunican localmente entre sí mediante sus vecinos más cercanos, igual que los Autómatas Celulares, por esto es que las CNN son muy eficaces para realizar procesamiento de señales en paralelo de alta velocidad [9]. Una CNN se define básicamente por dos conceptos matemáticos:

1. Una colección espacialmente discreta de sistemas dinámicos no lineales llamados células, donde la información puede ser encriptada en cada célula a través de tres variables independientes llamadas entrada, umbral y estado inicial.

2. Una ley de acoplamiento que relaciona una o más variables, tales como estado, salida, etc., de cada celda con todas las celdas vecinas ubicadas dentro de una esfera de influencia de radio r , centrada en C_{ij} .

La estructura básica de una CNN, al igual que un CA, está formada de células adyacentes agrupadas en vecindarios; estas células son la unidad básica de una CNN y solo pueden comunicarse con sus vecinos, sin embargo, células que no tienen conexión directa pueden verse afectadas debido a los efectos de propagación de la dinámica de tiempo continuo que presenta la red. En el contexto de las CNN's, los vecindarios se definen de acuerdo al radio de células alrededor de la célula central, es decir, un vecindario de radio 1 ($r = 1$), es aquel donde se tienen una célula interna y sus 8 vecinos que lo rodean, a este tipo de vecindario por lo general se le llama de 3×3 ; así entonces un vecindario de $r = 2$ es aquel que partiendo de la célula central se toman 2 células hacia el exterior en las 8 direcciones al que también se le llama de 5×5 , y así sucesivamente [9].

En una CNN, todas las células internas tienen las mismas estructuras de circuito, con los mismos valores en sus elementos, ya que la red está caracterizada por el conjunto de todas las ecuaciones diferenciales no lineales de las células que conforman el circuito. Estas células que llaman internas son aquellas que tienen $2r + 1$ número de vecinos, las demás células del vecindario se les conoce como células límite.

a. Diseño

Teniendo diseñada la célula del sistema, pasamos a la implementación de la red apoyándonos de la propiedad que tienen las reglas 90, 160 y 250 solo necesitan de los estados de sus vecinos en un estado anterior, pero no el de ellos mismos, para poder evolucionar como un Autómata Celular Unidimensional.

$$r90 = x_t(i - 1) \oplus x_t(i + 1) \quad (9)$$

$$r160 = x_t(i - 1) \times x_t(i + 1) \quad (10)$$

$$r250 = x_t(i - 1) + x_t(i + 1) \quad (11)$$

El sistema se compone de dos etapas, en la primera tenemos un arreglo de cinco compuertas lógicas reconfigurables, el cual podemos asociar un anillo formado a partir de células [4], donde cada una de estas células es una compuerta lógica reconfigurable y de

este modo se forma el elemento básico para llevar a cabo la evolución del Autómata Celular.

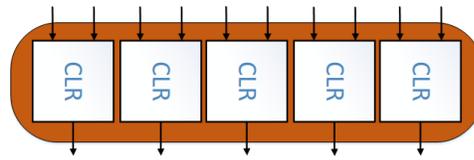


Fig. 9. Representación de la semilla de 5 elementos para el Autómata Celular.

La segunda etapa del circuito es un arreglo de *flip-flops* tipo D que conforman un elemento de memoria; este es necesario para guardar el valor del Autómata Celular Unidimensional en un instante de tiempo previo y que de esta forma se pueda generar la evolución de manera periódica en cada ciclo de reloj. Las razones por la que se usaron *flip-flops* tipo D son varias, en primer lugar la respuesta que otorga a la salida Q en configuración normal o “*set*” es el mismo valor que tiene en la entrada D , con lo que se logra guardar el dato sin modificar el sistema; en segundo lugar el *flip-flop* gracias a su entrada de reloj nos aporta una escala de tiempo del sistema, según la frecuencia de reloj que entre por aquí será la base de tiempo discreto sobre la que se genera cada iteración; y en tercer lugar, y de gran relevancia, es que gracias a los modos *preset* y *clear* con que cuenta el *flip-flop* se puede definir y guardar la semilla del sistema antes del primer ciclo de reloj, ya que como se puede observar en la tabla 5, estos modos se activan de manera asíncrona al recibir una señal en bajo sin importar lo que se tenga en las demás entradas. Al activar *preset* siempre se tendrá un nivel alto a la salida Q , y al activar *clear* siempre existirá un nivel bajo en Q .

Tabla 5. Tabla de verdad de un Flip-Flop tipo D.

Operación	Entradas				Salidas	
	Preset	Clear	CLK	D	Q	Q'
Set	1	1	▲	1	1	0
Reset	1	1	▲	0	0	1
Preset	0	1	x	x	1	0
Clear	1	0	x	x	0	1
Hold	1	1	0	x	Q ₀	Q ₀ '

b. Diseño

Teniendo en cuenta lo anterior, el procedimiento para realizar el circuito queda de la siguiente forma:

1. Se forma la semilla del Autómata Celular con la geometría de un anillo con cinco celdas contiguas, la salida de cada celda se conecta a una entrada de flip-flop.
2. Las entradas preset y clear de todos los flip-flops van conectadas mediante un dip switch a una fuente de alimentación de 5V, así podemos generar semillas de distintos valores al activar y desactivar estas entradas en los flip-flops. Para este trabajo, por generalidad, solo se activa el preset del tercer flip-flop con lo que el elemento central de la semilla es el único que se pone en estado alto antes de la primera iteración.
3. En las entradas de reloj se conectan a cualquier fuente que nos genere pulsos cuadrados continuos a una frecuencia determinada y con ciclo de trabajo 50 % - 50 %, como lo pueden ser un generador de ondas cuadradas o un circuito 555.
4. Como último paso se genera la retroalimentación del circuito conectando las salidas de los flip-flops a las entradas de las CLR, esto permite que cada estado que se va guardando en los flip-flops sea una nueva semilla para el instante de tiempo siguiente y así el sistema evoluciona de manera autónoma hasta que dejemos de proveerle la señal de reloj o en su defecto cortemos la alimentación del circuito.

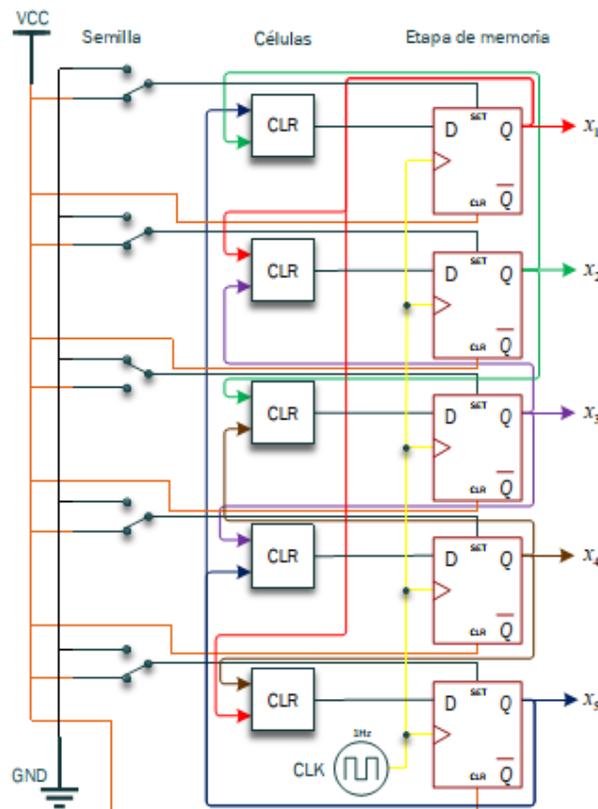


Fig. 10. Circuito electrónico del sistema empleando la Compuerta Lógica Reconfigurable de dos entradas.

c. Resultados

A continuación, se presentan los resultados obtenidos, en la parte izquierda de las figuras se observan simulaciones matemáticas en 20 iteraciones de las reglas 160, 250 y 90, las cuales tienen el comportamiento de los operadores AND, OR y XOR, de dos entradas, respectivamente. En el lado derecho de las figuras se muestra una secuencia de imágenes con la evolución del sistema mostrado en una barra de LED's, donde se puede observar que a partir de la quinta iteración el patrón de evolución se repite. Se puede comprobar que la evolución se lleva a cabo de forma correcta al comparar la secuencia de leds con la simulación matemática del Automata.

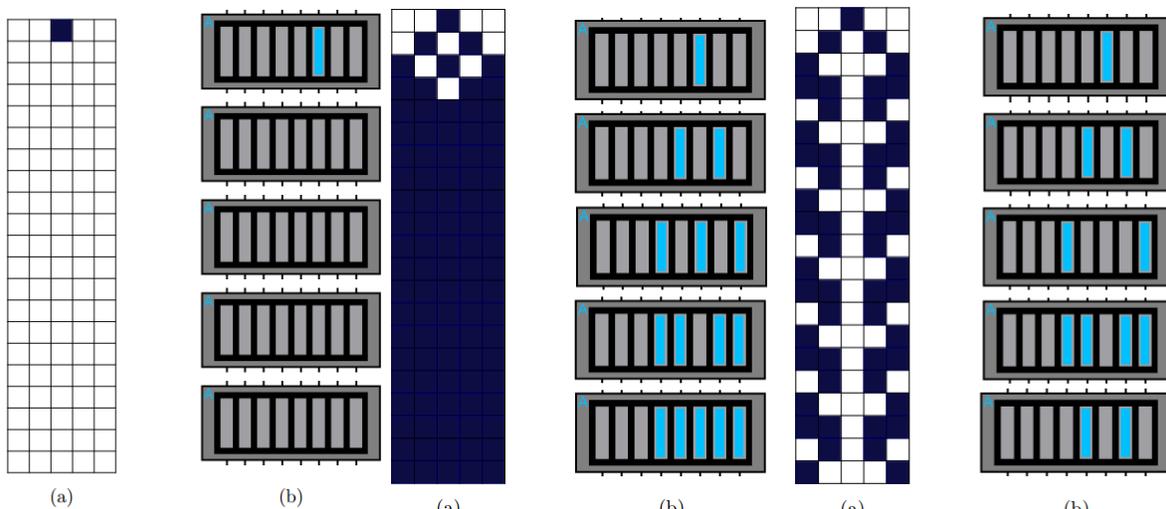


Fig. 11. Evolución de la Regla 160: a) Simulación matemática, b) Respuesta del sistema.

Fig. 12. Evolución de la Regla 250: a) Simulación matemática, b) Respuesta del sistema.

Fig. 13. Evolución de la Regla 90: a) Simulación matemática, b) Respuesta del sistema.

4. Conclusiones

A pesar de que el trabajo se basó solo en las reglas 90, 160 y 250, nos pudimos percatar que en al obtener las ocho primeras funciones en un esquema de dos entradas, estamos en la posibilidad de obtener las siguientes ocho por simetría, ya que son las inversas de la primera, esto corrobora la teoría de Wolfram [3]; dicho de esta forma podemos obtener físicamente estas funciones antes de calcularlas si agregamos un inversor de voltaje a la salida del circuito, y así obtener los valores de las señales resultantes.

El sistema fue capaz de reproducir y evolucionar de forma eficiente las tres reglas propuestas, así como otras reglas pertenecientes a las cuatro clases propuestas por

Wolfram, de igual forma se pudo constatar su funcionamiento con reglas legales e ilegales lo que permite extendernos a las 256 posibilidades al agregar una tercera entrada.

Es importante mencionar que algunos patrones evolutivos de CA tienden a formar Fractales, y estos en los años 70's y 80's estuvieron en boga de la comunidad artística debido a su belleza gráfica. En nuestros días nuevamente está resurgiendo este interés, sin embargo, ahora enfocados hacia la música y otras expresiones artísticas, lo que hace que el terreno de aplicación para este tipo de sistemas sea mucho más amplio y vaya más allá de los terrenos de la ciencia.

Como trabajo a futuro se plantea agregar una tercera entrada al sistema, así como optimizarlo para que funcione lo más eficaz posible. Además, es imperativo para nuestro trabajo estudiar diferentes modelos de sistemas dinámicos y caóticos, como lo son los osciladores ya que también tienen una estrecha relación con las CNN y los CA, y así tratar de llegar a proponer algún modelo interesante.

Referencias

- [1] P. A. León Hernandez , «Introducción a los Sistemas Dinámicos y Automatas Celulares,» México, 2008.
- [2] S. Wolfram, A New Kind of Science, Champaign: Wolfram media, 2002.
- [3] S. Wolfram, «Statistical mechanics of cellular automata,» Rev. Mod. Phys, vol. 55, n° 3, 1983.
- [4] L. O. Chua, «A Nonlinear Dynamics Perspective of Wolfram's New Kind of Science. Part I: Threshold of complexity,» International Journal of Bifurcation and Chaos, vol. 12, n° 12, 2002.
- [5] L. Fortuna, M. Frasca, A. S. Fiore y L. O. Chua, «The wolfram machine,» International Journal of Bifurcation and Chaos, vol. 20, n° 12, pp. 3863-3917, 2010.
- [6] L. M. Ortiz Rivera, «Compuertas Dinámicas en Dos y Tres Dimensiones,» Universidad Autonoma de San Luis Potosi, San Luis Potosi, 2015.

- [7] I. Campos Cantón, «Desarrollo de celdas lógicas por medio del espacio de estados en un sistema bidimensional,» *Revista mexicana de física*, vol. 27, n° 2, pp. 117-124, 2011.
- [8] I. Campos Cantón y E. Campos Cantón, «Compuertas lógicas reconfigurables OR, AND & NOT,» San Luis Potosi, 2010.
- [9] L. O. Chua y L. Yang, «Cellular neural networks: Applications,» *IEEE Transactions on circuits and systems*, vol. 35, n° 10, pp. 1273-1290., 1988.

6 | Generación del Comportamiento Caótico en Sistemas No Hiperbólicos por Medio de Funciones PWL

F. Delgado-Aranda¹⁵, I. Campos-Cantón¹⁶.

Resumen

Este trabajo presenta un sistema caótico sin equilibrio tridimensional a través de la conmutación de sistemas lineales. El sistema es gobernado por el comportamiento de eigenvalores no hiperbólicos. Además, es posible generar atractores ocultos con múltiples enroscados cuando se agregan funciones lineales a la función PWL.

Palabras Clave: Caos, Atractor Oculto, Función PWL, Sistema Lineal.

1. Introducción

A partir del primer sistema caótico introducido por Edward Lorenz [1], surge el interés en desarrollar nuevos sistemas similares con la finalidad de ser implementados en aplicaciones del mundo real.

El equilibrio es una característica importante de los sistemas dinámicos, ya que el movimiento de sus trayectorias depende del comportamiento local en las vecindades del punto de equilibrio. La mayoría de los sistemas caóticos reportados en la literatura tienen un número determinado de puntos de equilibrio y estos han sido ampliamente estudiados. Por ejemplo, los sistemas de Lorenz, Chen, Lü y Chua tienen tres puntos de equilibrio, y el sistema de Rössler tiene solamente dos puntos de equilibrio. Los sistemas caóticos antes

¹⁵F. Delgado-Aranda (✉)
 Universidad Autónoma de San Luis Potosí
 Instituto de Investigación en Comunicación Óptica, Av. Karakorum 1470 Lomas 4a. 78210, San Luis Potosí, S.L.P., México.
 e-mail. fdelgadoaranda@gmail.com

¹⁶I. Campos-Cantón (✉)
 Universidad Autónoma de San Luis Potosí.
 Facultad de Ciencias, Av. Chapultepec 1570, Privadas del Pedregal, 78295, San Luis Potosí, S.L.P., México.
 e-mail. icampos@ciencias.uaslp.mx

mencionados, tienen una estructura tal que sus oscilaciones son excitadas desde un equilibrio inestable; es decir, si sus cuencas de atracción se intersecan con cualquier vecindad de un punto de equilibrio inestable, entonces se genera un *atractor auto-excitado*.

Sin embargo, en años recientes algunos científicos han encontrado sistemas que producen atractores periódicos o caóticos los cuales sus cuencas de atracción no se intersecan con las vecindades de un punto de equilibrio; estos son conocidos como atractores ocultos. Estos sistemas caóticos son más difíciles de localizar debido a que sus cuencas de atracción pueden ser muy pequeñas y la dimensión del atractor oculto puede ser mucho menor que la dimensión del sistema considerado. Además, no es posible aplicar el teorema de Shilnikov para demostrar la existencia de caos, debido a que no tienen órbitas homoclínicas y heteroclínicas [2]. Los atractores ocultos se clasifican como: sistemas sin equilibrio, sistemas con un número infinito de equilibrios y sistemas con un solo equilibrio estable.

Algunos autores han diseñado sistemas caóticos [3], hipercaóticos [4] e incluso de orden fraccionario [5] sin punto de equilibrio. Los sistemas con atractores ocultos mencionados anteriormente tienen no linealidades de tipo cuadrático o de producto cruzado. Hasta el día de hoy, no se ha encontrado en la literatura sistemas similares que el término no lineal sea una función lineal a trozos. Por esta razón, el objetivo de este trabajo es estudiar y generar sistemas caóticos con atractores ocultos en \mathbb{R}^3 a partir de la conmutación de sistemas lineales.

2. Atractor oculto PWL sin equilibrio

Considere un sistema dinámico de la forma general

$$\dot{x} = Ax + f(x) \quad (1)$$

donde $x \in \mathbb{R}^3$ es el vector de estados, $A \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ es un operador lineal y $f(x)$ es un vector que contiene la función PWL. Tomando en cuenta lo anterior, el sistema se define como

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 + x_3 \\ \dot{x}_2 &= -p x_2 + q x_3 \\ \dot{x}_3 &= -q x_2 + f(x_3) \end{aligned} \quad (2)$$

donde la función PWL es

$$f(x_3) = \begin{cases} k x_3 + b, & x_1 > 0 \\ -k x_3 + b, & x_1 < 0 \end{cases} \quad (3)$$

La representación del sistema en el espacio de estados es

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 0 & -p & q \\ 0 & -q & \pm k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \end{bmatrix} \quad (4)$$

Cabe destacar que este sistema no es hiperbólico, es decir, uno de sus eigenvalores es igual a cero, mientras que los otros dos son complejos conjugados. Además, el sistema lineal cuando $\dot{x}_i = 0$ no tiene solución, en otras palabras, el sistema dinámico no tiene puntos de equilibrios.

El sistema presenta comportamiento caótico cuando los parámetros son $p = 0.25$, $q = 3$, $k = -2.3$ y $b = 0.05$. Los retratos fase del atractor caótico se pueden apreciar en la figura 1. Los exponentes de Lyapunov son evidencia de la presencia de caos los cuales son $\lambda_{LE_1} = 0.1157$, $\lambda_{LE_2} = 0$ y $\lambda_{LE_3} = -0.4442$. La dinámica de las trayectorias es gobernada por el conjunto de eigenvalores tipo foco estable $\{-1.275 \pm 2.8194i, 0\}$ cuando $x_1 < 0$; mientras que cuando $x_1 > 0$ es gobernada por eigenvalores tipo foco inestable $\{1.025 \pm 2.7155i, 0\}$. La siguiente figura muestra una sección transversal al flujo de las trayectorias que atraviesan una región, lo cual indica que no existe periodicidad en el sistema.

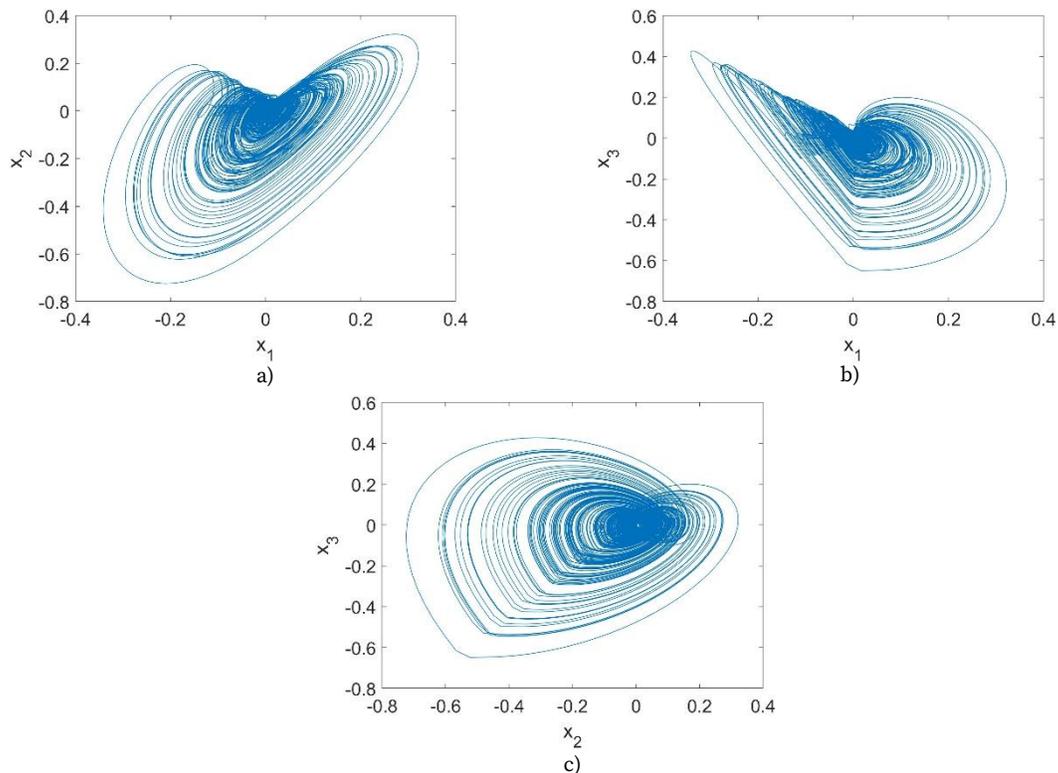


Fig. 1. Retratos fase del atractor caótico sin equilibrio en el plano.
 a) $x_1 - x_2$, b) $x_1 - x_3$ y c) $x_2 - x_3$.

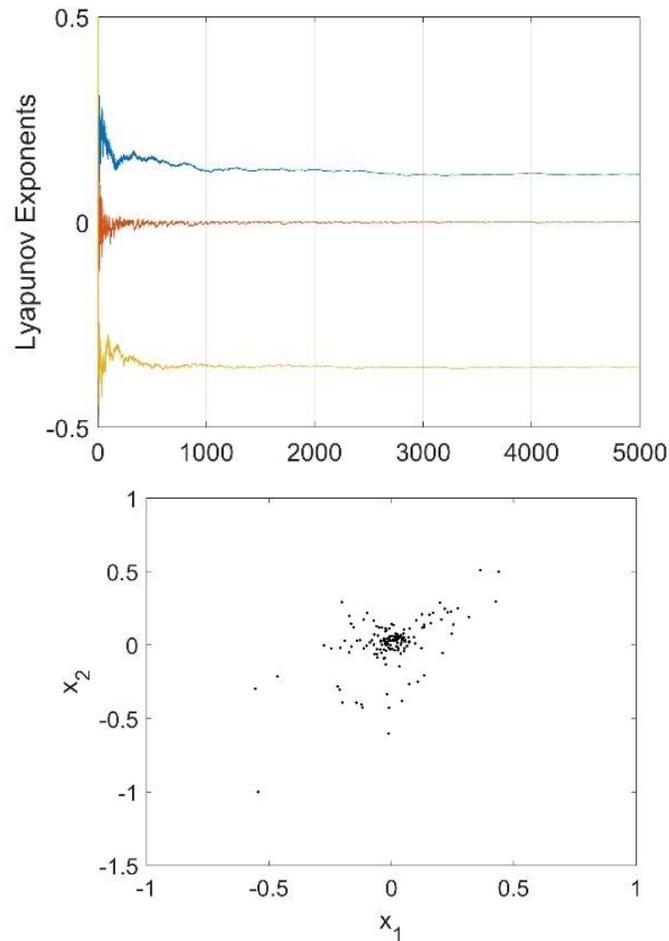


Fig. 3. Mapa de Poincaré del sistema caótico sin equilibrio.

Observe que el signo de las pendientes de las funciones lineales en cambian dependiendo el dominio en que se encuentre x_1 . Entonces, $f(x)$ puede ser sustituida por la función $sgn(x)$ la cual cumple con el propósito de cambiar de signo a la pendiente, es decir, $f(x_1) = -kx_3sgn(x_1)$. De esta manera, es posible generar más de un enrocado en el sistema original a través del desplazamiento horizontal de la función signo. Por lo tanto, el sistema sin equilibrio con múltiples enrocados se puede representar como

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= x_2 + x_3 \\
 \dot{x}_2 &= -p x_2 + q x_3 \\
 \dot{x}_3 &= -q x_2 - kx_3 h_i(x_1)
 \end{aligned} \tag{5}$$

donde

$$h_2(x_1) = \begin{cases} \text{sgn}(x_1 - 0.6225) & x_1 > 0.32 \\ \text{sgn}(x_1) & x_1 \leq 0.32 \end{cases} \quad (6)$$

$$h_3(x_1) = \begin{cases} \text{sgn}(x_1 - 1.25) & x_1 > 0.95 \\ \text{sgn}(x_1 - 0.6225) & 0.32 < x_1 \leq 0.95 \\ \text{sgn}(x_1) & x_1 \leq 0.32 \end{cases} \quad (7)$$

$$h_4(x_1) = \begin{cases} \text{sgn}(x_1 - 1.87), & x_1 > 1.6 \\ \text{sgn}(x_1 - 1.25), & 0.95 < x_1 \leq 1.6 \\ \text{sgn}(x_1 - 0.6225), & 0.32 < x_1 \leq 0.95 \\ \text{sgn}(x_1), & x_1 \leq 0.32 \end{cases} \quad (8)$$

Las ecuaciones (6), (7) y (8) corresponden a los atractores ocultos con dos, tres y cuatro enroscados (figura 4), respectivamente. Para generar atractores de n -enroscados, es necesario agregar funciones signo con un desplazamiento en $h(x)$.

3. Conclusiones

Este trabajo presenta un atractor oculto sin puntos de equilibrio, generado a partir de sistemas lineales no hiperbólicos. Los exponentes de Lyapunov demuestran que el atractor tiene comportamiento caótico. Además, a partir de este sistema caótico posible generar atractores multienroscados.

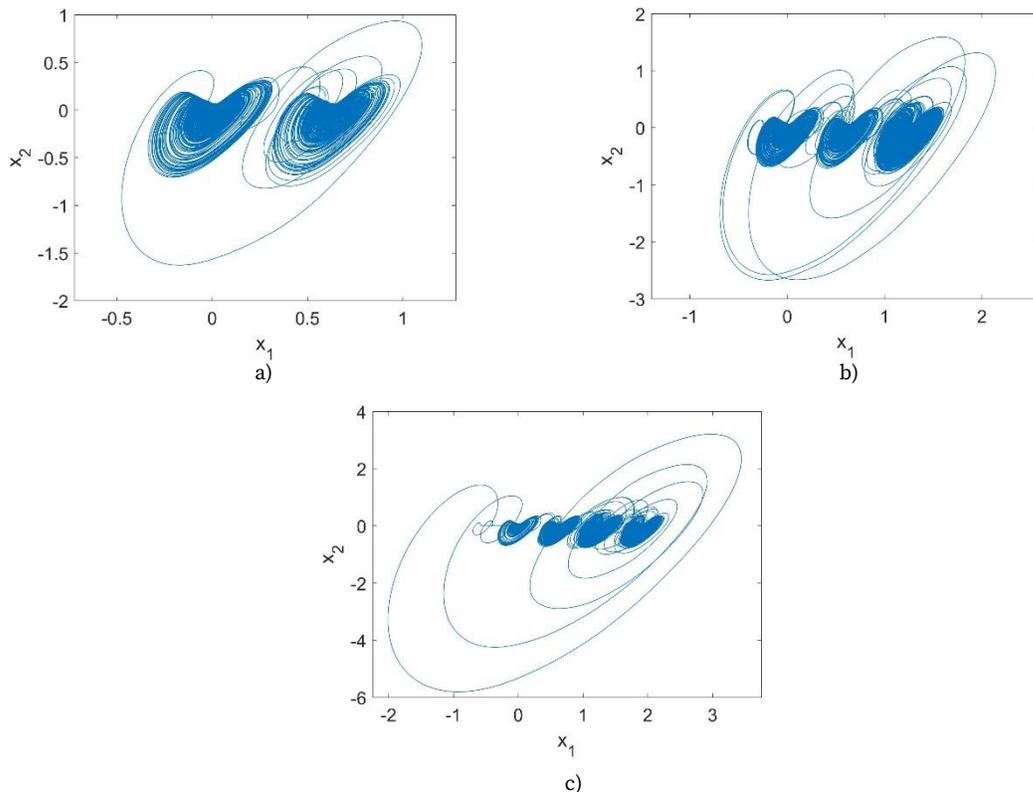


Fig. 4. Retratos fase del atractor caótico sin equilibrio de a) dos, b) tres y c) cuatro enroscados.

Referencias

- [1] E. N. Lorenz, Deterministic nonperiodic flow. *J. Atmos. Sci.* 20 (1963).
- [2] L. P. Shilnikov, A. Shilnikov, D. Turaev & L. O. Chua, *Methods of qualitative theory in nonlinear dynamics Part I.* World Sci, (1998).
- [3] V. T. Pham, C. Volos, S. Jafari, Z. Wei, X. Wang, Constructing a novel no-equilibrium chaotic system. *Int. J. Bifurcat. Chaos* 24 (2014).
- [4] Z. Wang, S. Cang, E. O. Ochola, Y. Sun, A hyperchaotic system without equilibrium. *Nonlinear Dyn* 69 (2012).
- [5] D. Cafagna & G. Grassi, Chaos in a new fractional-order system without equilibrium points. *Commun. Nonlinear Sci. Numer. Simul.* 19 (2014).

7 Implementación de Osciladores No Lineales en Base a Filtros

P. Salas-Castro¹⁷, I. Campos-Cantón¹⁸.

Resumen

En este trabajo se presenta un método alternativo para el diseño de sistemas dinámico en especial para sistemas caóticos, el cual está basada en filtros pasa-bajas. Para ilustrar esta metodología se toma como base el sistema de Lorenz, se comparan sus ecuaciones diferenciales con la ecuación diferencial de un filtro pasa bajas de primer orden, ya sea activo o pasivo. Con base en dicha comparación se diseña su circuito equivalente, obteniendo un circuito equivalente al sistema de Lorenz.

Palabras Clave: Circuito Equivalente, Filtros Pasa-Bajas, Sistemas Dinámicos, Sistemas Caóticos.

1. Introducción

¹⁷P. Salas-Castro (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí
Instituto de Investigación en Comunicación Óptica, Av. Karakorum 1470 Lomas 4a. 78210, San Luis Potosí, S.L.P., México.
e-mail. iepablosalas@hotmail.com

¹⁸I. Campos-Cantón (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.
Facultad de Ciencias, Av. Chapultepec 1570, Privadas del Pedregal, 78295, San Luis Potosí, S.L.P., México.
e-mail. icampos@ciencias.uaslp.mx

De forma general, un circuito caótico debe contener:

- ✚ Al menos un elemento no-lineal,
- ✚ Al menos un resistor activo localmente, y
- ✚ Al menos tres elementos que almacenen energía. [2], [3]

Existen diseños de circuitos caóticos que explotan características específicas de algunos componentes electrónicos utilizando componentes no lineales, como funciones lineales por partes, los circuitos basados en histéresis [4], [5], [6] y los circuitos basados en memristores [7], [8], [9], [10], a su vez, existen dispositivos de conmutación que interrumpen la corriente de un inductor o el voltaje de un capacitor [11] y la perturbación de integración [12] son comunes en el diseño de circuitos caóticos.

El método popular para el diseño de circuitos caóticos utiliza el enfoque de variables de estado, en el cual, las variables de estado son asociadas a la tensión existente en los capacitores y se implementa cada ecuación dinámica a través de amplificadores operacionales en modo integrador [13].

El método de diseño propuesto en este trabajo presenta los elementos requeridos para obtener un circuito caótico, a su vez, utiliza el enfoque de variables de estado implementando las ecuaciones por medio de amplificadores operacionales, pero sin utilizar la configuración integrador. En lugar de los amplificadores operacionales en modo integrador se utilizan filtros pasa-bajos de primer orden activos o pasivos. Esto representa un modo alternativo de diseño para los circuitos caóticos.

Al utilizar un amplificador operacional en modo integrador se presentan dos inconvenientes de implementación:

- ✚ Cuando el voltaje de entrada a través del integrador es cero, el offset del voltaje de entrada y la corriente de polarización de entrada (ambos parámetros propios del amplificador operacional) pueden provocar que la corriente pase a través del condensador, haciendo que el voltaje de salida varíe a través del tiempo hasta que el amplificador operacional se sature.
- ✚ Además, bajo ciertas condiciones, el capacitor puede actuar como un circuito abierto. Por lo tanto, la ganancia sería infinita (o en la práctica, la ganancia en lazo abierto de un amplificador operacional no ideal).

Para contrarrestar lo anterior es necesario la adición de resistencias en el diseño, dichas resistencias generan un voltaje de error. En algunos sistemas, éstas pequeñas variaciones son despreciables, sin embargo, en otros sistemas pueden llegar a afectar drásticamente su dinámica. Un ejemplo de ellos son los sistemas caóticos, los cuales, son ampliamente sensibles a variaciones al grado de dejar de ser caóticos.

Por lo anterior, la metodología basada en filtros pasa-bajas mostrada anteriormente, se presenta como una alternativa para sistemas dinámicos en general, pero en particular, para sistemas caóticos, ya que no presenta los inconvenientes al tener el capacitor conectado en retroalimentación.

2. Diseño Electrónico del Sistema de Lorenz

Se toma como base el modelo de tres ecuaciones diferenciales del sistema de Lorenz (Ecs. 1, 2 y 3).

$$\dot{x} = a(y - x) \quad (1)$$

$$\dot{y} = cx - xz - y \quad (2)$$

$$\dot{z} = xy - bz \quad (3)$$

Los valores de las constantes son: $a = 10, b = \frac{8}{3}$ y $c = 30$ [14]. Posteriormente, se obtienen las ecuaciones diferenciales a partir del circuito diseñado por el Sr. Corron (Fig. 1), las ecuaciones obtenidas son las siguientes:

$$\dot{x} = 1000(y - x) \quad (4)$$

$$\dot{y} = 1000 \left[\frac{100000}{10R_R} (3x - xz) - y \right] \quad (5)$$

$$\dot{z} = 2560 \left(\frac{xy}{2.56} - z \right) \quad (6)$$

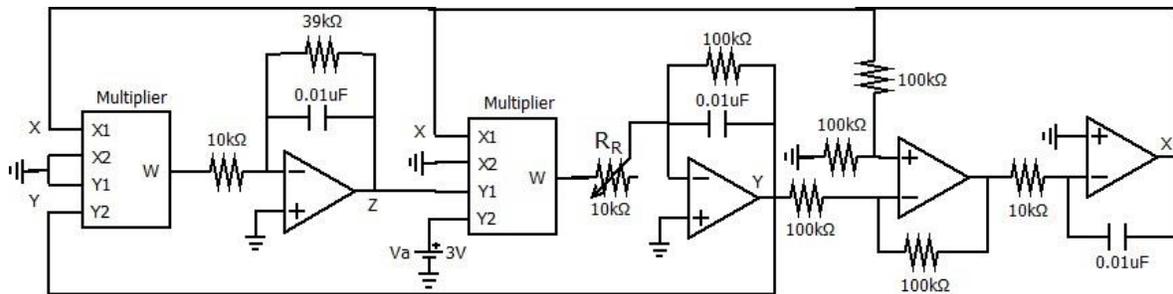


Fig. 1. Diagrama esquemático del circuito equivalente al sistema de Lorenz propuesto por Corron.

La Ec. 4 correspondiente al estado x presenta una estructura similar a la de un filtro pasa-bajas pasivo de primer orden (7).

$$\dot{v}_{out} = \frac{1}{RC}(v_{in} - v_{out}) \quad (7)$$

Por lo tanto, se realiza una igualdad entre ambas ecuaciones: $(1/RC)(v_{in} - v_{out}) = 1000(y - x)$, donde $v_{out} = x$ y $v_{in} = y$. Obteniendo la siguiente ecuación:

$$1000 = \frac{1}{R_x C_y} \quad (8)$$

donde R_x y C_x son la resistencia y el capacitor del filtro pasa-bajas, respectivamente. Para resolver la Ec. 8 se fija $C_x = 0.01\mu\text{F}$ con lo que se obtiene $R_x = 10\text{k}\Omega$. De esta forma se obtiene el circuito de la Fig. 2.

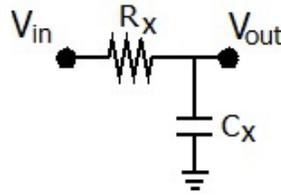


Fig. 2. Diagrama esquemático del circuito equivalente a la primera ecuación de Lorenz con base en filtros pasa-bajos.

Pasando a la Ec. 5 correspondiente al estado y , presenta una estructura similar a la de un filtro pasa-bajas activo de primer orden (Ec. 9).

$$\dot{v}_{out} = \frac{1}{RC} \left[\left(\frac{R_s + R_f}{R_s} \right) v_{in} - v_{out} \right] \quad (9)$$

Al comparar estas dos ecuaciones $(1/RC) \left[\left(\frac{R_s + R_f}{R_s} \right) v_{in} - v_{out} \right]$ y $1000[(10000/R_R)(3x - xz) - y]$, el voltaje de entrada del filtro debe ser $v_{in} = 3x - xz$. Dicho voltaje se obtiene a través de un multiplicador AD633 [15]. Con base en lo anterior se propone el circuito de la Fig. 3 y su ecuación diferencial es la siguiente:

$$\dot{y} = \frac{1}{R_y C_y} \left[\left(\frac{R_R + R_{fy}}{10R_R} \right) (3x - xz) - y \right] \quad (10)$$

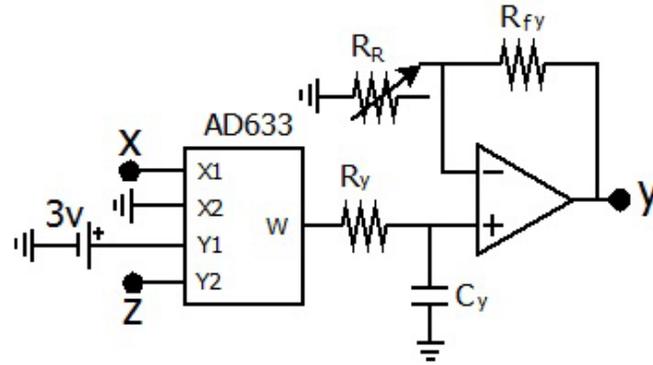


Fig. 3. Diagrama esquemático del circuito equivalente a la segunda ecuación de Lorenz con base en filtros pasa-bajos.

La Ec. 10 se comparan con la Ec. 5 obteniendo las siguientes condiciones:

$$\frac{1}{R_y C_y} = 1000 \quad (11)$$

$$\frac{R_R + R_{fy}}{10R_R} = \frac{100000}{10R_R} \quad (12)$$

Para resolver la Ec.11 se fija $c_y = 0.01\mu F$ obteniendo $R_y = 100k\Omega$. En la Ec. 12 se fija $f_y = 100 k\Omega$ Rcon la finalidad de mantener el mismo orden en las resistencias y se mantiene R_R como una resistencia variable como ajuste del circuito.

Pasando a la ecuación del estado z (Ec. 6), esta presenta la estructura de un filtro pasa-bajas activo de primer orden. Este es muy similar al caso de la segunda ecuación, donde es necesario utilizar un multiplicador AD633. Con dicho multiplicador se obtiene el voltaje de entrada $v_{in} = xy$. Con base en lo anterior se propone el circuito de la Fig. 4 y su ecuación diferencial es la siguiente:

$$\dot{y} = \frac{1}{R_z C_z} \left[\left(\frac{R_{sz} + R_{fz}}{10R_{sz}} \right) xy - z \right] \quad (13)$$

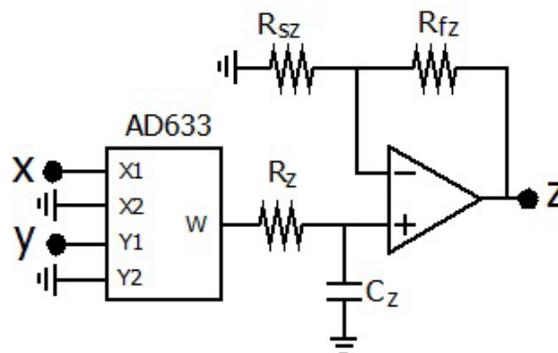


Fig. 4. Diagrama esquemático del circuito equivalente a la tercera ecuación de Lorenz con base en filtros pasa-bajos.

Comparando la Ec. 6 con la ecuación del circuito propuesto (Ec. 13) se obtienen las siguientes condiciones:

$$\frac{1}{R_z C_z} = 2560 \quad (14)$$

$$\frac{R_{sz} + R_{fz}}{10R_{sz}} = \frac{1}{2.56} \quad (15)$$

En la Ec. 14 se fija $C_z = 0.01\mu F$ y se obtiene $R_{sz} = 10k\Omega$. Con base en la Ec. 15 se obtiene $R_z = 39k\Omega$ y $R_z = 29k\Omega$.

Por último, se conectan los tres circuitos equivalentes a cada una de las ecuaciones para obtener el circuito equivalente al sistema de Lorenz con base en filtros pasa-bajas, el cual se muestra en la Fig 5.

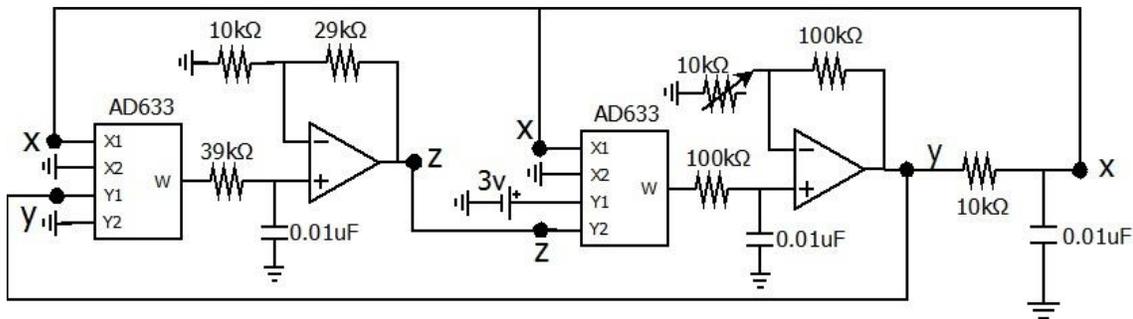


Fig. 5. Diagrama esquemático del circuito equivalente al sistema de Lorenz con base en filtro pasa-bajas de primer orden.

3. Resultados

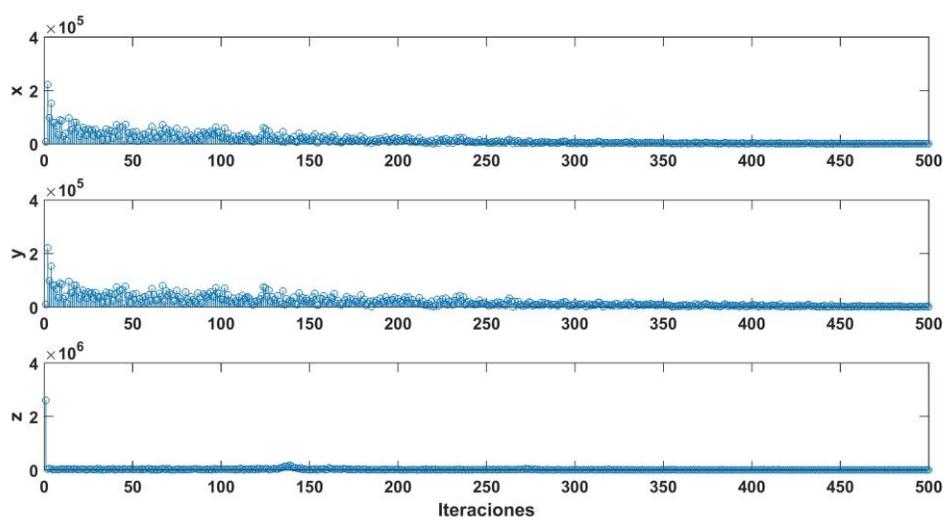
A continuación, se presenta una comparativa entre el diseño de un circuito con base en integradores del sistema de Lorenz y su diseño con base en filtros pasa-bajas de primer orden. Para ello, se utiliza su espectro de Fourier. El espectro de Fourier del sistema de Lorenz siendo un sistema caótico debe ser un espectro plano, es decir, que no contenga una sola frecuencia fundamental, sino que las contenga todas. Por lo tanto, primero se presenta el espectro de Fourier de la simulación numérica del sistema de Lorenz (6(a)), ya que será la base de cómo debería comportarse el espectro obtenido del circuito equivalente. Posteriormente se presentan los espectros tanto de un circuito equivalente

con base en integradores (6(b)) y un circuito equivalente con base en filtros pasa-bajas de primer orden (6(c)).

Visualmente se puede apreciar que el espectro mostrado en la Fig. 6(c) correspondiente al circuito con base en filtros pasa-bajas presenta un mayor parecido al espectro ideal del sistema de Lorenz (Fig. 6(a)), mejorando el comportamiento del circuito equivalente. Esto muestra que la metodología propuesta para el diseño de sistemas dinámicos con base en filtros pasa-bajas de primer orden es una alternativa viable.

4. Conclusión

Se propone una metodología para la implementación electrónica de los sistemas dinámicos, en particular los sistemas caóticos, con base en filtros pasa-bajas de primer orden activos y pasivos. Esta metodología es alternativa a la basada en integradores y permite obtener un comportamiento más apegado a la simulación numérica. Como trabajo a futuro se podría plantear una metodología similar, pero utilizando los filtros pasa-altas y pasa-bandas, sin embargo, dado que son un poco más complejos en cuanto a su estructura como ecuación diferencial e implementación electrónica, es posible que tengan que combinarse con filtros pasa-bajas, es decir, realizar la metodología con combinaciones de filtros pasa-altas y pasa-bajas o filtros pasa-bandas y pasa-bajas.



(a)

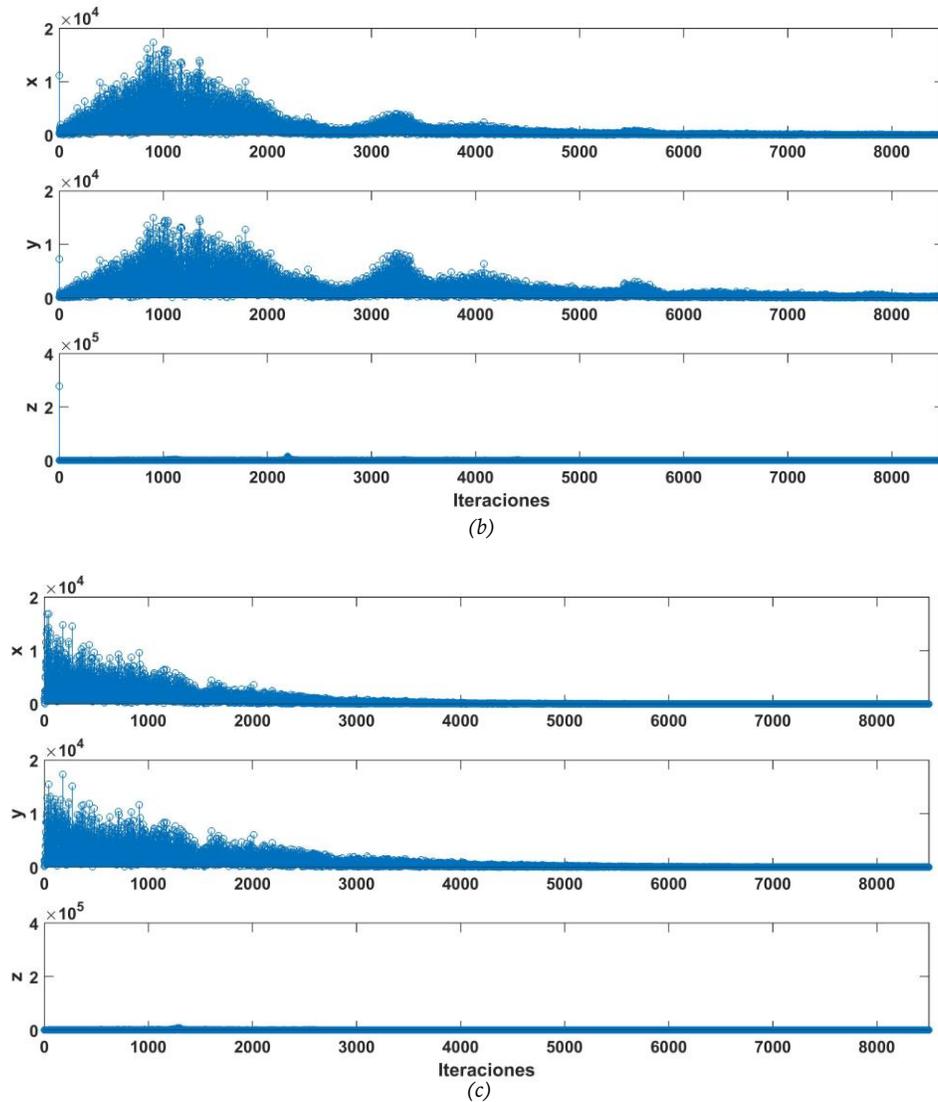


Fig. 6. Espectro de Fourier de los estados x , y y z del sistema de Lorenz de: (a) Simulación numérica; (b) Circuito equivalente Fig. 1 y (c) Circuito

Referencias

- [1] Adamatzky, A., y Chen, G. (Eds.). (2013). Chaos, CNN, Memristors and Beyond: A Festschrift for Leon Chua With DVD-ROM, composed by Eleonora Bilotta. World Scientific.
- [2] Kennedy, M. P. (1992). Robust op amp realization of Chua's circuit. *Frequenz*, 46(3-4), 66-80.
- [3] Saito, T. (1991). Reality of chaos in four-dimensional hysteretic circuits. *IEEE transactions on circuits and systems*, 38(12), 1517-1524.

- [4] Mitsubori, K., y Saito, T. (1994). A four-dimensional plus hysteresis chaos generator. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 41(12), 782-789.
- [5] Fortuna, L., Frasca, M., Graziani, S., y Reddicono, S. (2006). A chaotic circuit with ferroelectric nonlinearity. *Nonlinear Dynamics*, 44(1), 55-61.
- [6] Itoh, M., y Chua, L. O. (2008). Memristor oscillators. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 18(11), 3183-3206.
- [7] Muthuswamy, B. (2010). Implementing memristor based chaotic circuits. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 20(05), 1335-1350.
- [8] Muthuswamy, B., y Chua, L. O. (2010). Simplest chaotic circuit. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 20(05), 1567-1580.
- [9] Buscarino, A., Fortuna, L., Frasca, M., Gambuzza, L. V., y Sciuto, G. (2012). Memristive chaotic circuits based on cellular nonlinear networks. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 22(03), 1250070.
- [10] Chen, G., y Ueta, T. (Eds.). (2002). *Chaos in circuits and systems (Vol. 11)*. World Scientific.
- [11] Lindberg, E., Murali, K., y Tamasevicius, A. (2005). The smallest transistor-based nonautonomous chaotic circuit. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 52(10), 661-664.

8 Inversor Multinivel Sincronizado con Red Eléctrica

R. C. Martínez-Montejano¹⁹, O. U. Álvarez-Maldonado²⁰, V. E. Espinoza-López²¹, R. Castillo-Meraz²², I. Campos-Cantón²³.

Resumen

Un inversor multinivel es un dispositivo electrónico que transforma energía de corriente directa a corriente alterna, por lo que son ideales para conectar fuentes de energía renovables con la red eléctrica. Para un funcionamiento adecuado es necesario sincronizar las energías tanto de la red, como del inversor. En el presente trabajo se desarrolla el control y sincronización de un inversor multinivel puente H en cascada con la red eléctrica, a través de un algoritmo de fijación de fase. El algoritmo propuesto demuestra ser robusto ante distorsiones en el voltaje de entrada, sirviendo de referencia para la operación de los dispositivos semiconductores de potencia que conforman el inversor.

¹⁹R. C. Martínez-Montejano (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Unidad Académica Multidisciplinaria Zona Media, Carretera Rioverde-San Ciro, Km 4, El Carmen, 79615 Rioverde, S.L.P., México.

e-mail. roberto.montejano@uaslp.mx

²⁰O. U. Álvarez-Maldonado (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Unidad Académica Multidisciplinaria Zona Media, Carretera Rioverde-San Ciro, Km 4, El Carmen, 79615 Rioverde, S.L.P., México.

e-mail. mus_tan_g10@hotmail.com

²¹V. E. Espinoza-López (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Unidad Académica Multidisciplinaria Zona Media, Carretera Rioverde-San Ciro, Km 4, El Carmen, 79615 Rioverde, S.L.P., México.

e-mail. victor.espinoza@uaslp.mx

²²R. Castillo-Meraz (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Coordinación Académica Región Huasteca Sur, Km. 5 Carretera Tamazunchale-San Martín, 79960 S.L.P., México.

e-mail. raul.castillo@uaslp.mx

²³I. Campos-Cantón (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Facultad de Ciencias, Av. Chapultepec 1570, Privadas del Pedregal, 78295, San Luis Potosí, S.L.P., México.

e-mail. icampos@fciencias.uaslp.mx

Palabras Clave: Algoritmo de Fijación de Fase, Inversor Multinivel, Observador Adaptable, Sincronización de Energía.

1. Introducción

Durante los últimos años, se ha incrementado el interés en la utilización de fuentes de energías renovables para la generación de energía eléctrica [1]. De esas formas de energía, destacan dos por su facilidad de uso: energía solar y energía eólica [2]. Los beneficios de generar energía de esta forma son ampliamente aceptados y son amigables con el medio ambiente [3]. Pero es necesario mantener un nivel óptimo de calidad de energía y su distribución para su uso comercial e industrial [4].

Para aprovechar la energía proveniente de las fuentes de energía renovables, se ha hecho uso de los inversores multinivel, que son dispositivos de electrónica de potencia que cambian energía de corriente directa a corriente alterna, con un voltaje y frecuencia deseados por el usuario [5]. Se tienen tres topologías clásicas de inversor multinivel, que son puente H en cascada, capacitor flotante y diodo enclavado, teniendo diversas ventajas y desventajas cada uno de ellos [6].

Uno de los usos de la energía generada, no solamente es que funcione en modo isla, sino que se pueda inyectar a la red de distribución de energía, por lo que es necesario implementar un proceso de control para obtener el ángulo de fase de la red eléctrica y lograr sincronizar las energías [7]. Un método para lograr dicha sincronización es el algoritmo de fijación de fase (PLL, por sus siglas en inglés) [8]. Un PLL es un algoritmo de control que genera una señal oscilatoria que compara su fase con una señal de referencia y actúa modificando la frecuencia de la oscilación generada, para obtener información de frecuencia, ángulo de fase y amplitud de la señal original [9]. En la literatura se han encontrado diversas formas de desarrollar algoritmos PLL, desde algoritmos con redes neuronales [10], hasta topologías más clásicas como retraso en el transporte [11]. Sin importar la técnica utilizada, es necesario que tanto la amplitud, como el ángulo de fase, sean adquiridas de manera rápida y precisa, incluso si la señal se encuentra distorsionada.

El objetivo principal del presente trabajo es sincronizar la energía proveniente de un inversor multinivel con la red eléctrica. Para lograr este propósito, utiliza un algoritmo de

fijación de fase basado en un observador adaptable, que servirá como señal de referencia (moduladora), indicando el ángulo de disparo de los dispositivos semiconductores que conforman el inversor multinivel.

El algoritmo implementado demuestra ser un control robusto, ante situaciones desconocidas de la red eléctrica, como pueden ser cortes de energía y voltaje distorsionado. El documento se organiza como a continuación se enuncia, en la sección 2 se explica brevemente el funcionamiento del inversor multinivel a utilizar y se desarrolla el algoritmo de fijación de fase basado en un observador adaptable. Posteriormente en la sección 3, se muestran los resultados para el inversor con el PLL. Finalmente, en la sección 4, se dan las conclusiones.

2. Desarrollo

a. Inversor Multinivel Puente H en Cascada de 5 niveles

El inversor seleccionado en este trabajo fue el de puente H en cascada, por las ventajas que representa respecto a otras topologías [12]. La topología se muestra en la figura 1. Consta de dos puentes, en donde cada uno tiene cuatro dispositivos semiconductores de potencia, que actúan como interruptores, un capacitor y una resistencia, se interconectan a la red eléctrica mediante una bobina, para eliminar transitorios.

El control del encendido y apagado de los interruptores de potencia, se realiza mediante una modulación de ancho de pulso (PWM por sus siglas en inglés), de las cuales existen diversas técnicas [13]. Por facilidad de uso y eficiencia, la modulación a utilizar es la de PWM mutiportadora en disposición de fase. Para generar los 5 niveles de voltaje del inversor, se requieren 4 señales portadoras de alta frecuencia, dos por cada puente; que se comparan en amplitud con una señal moduladora (sinusoidal), como se muestra en la figura 2. En la tabla 1 se aprecia el comportamiento de los interruptores por cada nivel de voltaje deseado.

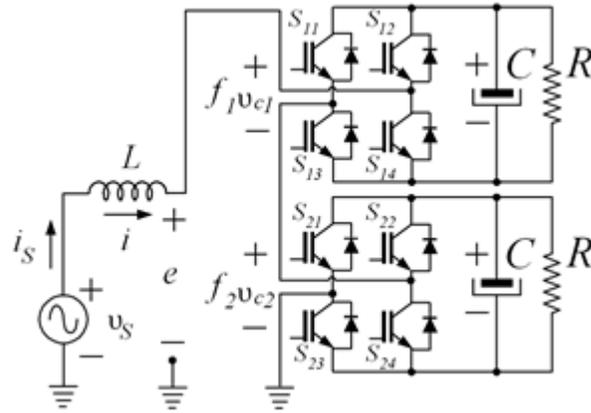


Figura 1. Esquemático de inversor multinivel puente H en cascada de 5 niveles.

Tabla 1. Encendido y apagado de los interruptores del inversor.

S_{11}	S_{12}	S_{13}	S_{14}	S_{21}	S_{22}	S_{23}	S_{24}	V_o
0	0	1	1	0	0	1	1	0
1	0	0	1	0	0	1	1	V_{cd}
1	0	0	1	1	0	0	1	$2V_{cd}$
0	1	1	0	0	0	1	1	$-V_{cd}$
0	1	1	0	0	1	1	0	$-2V_{cd}$

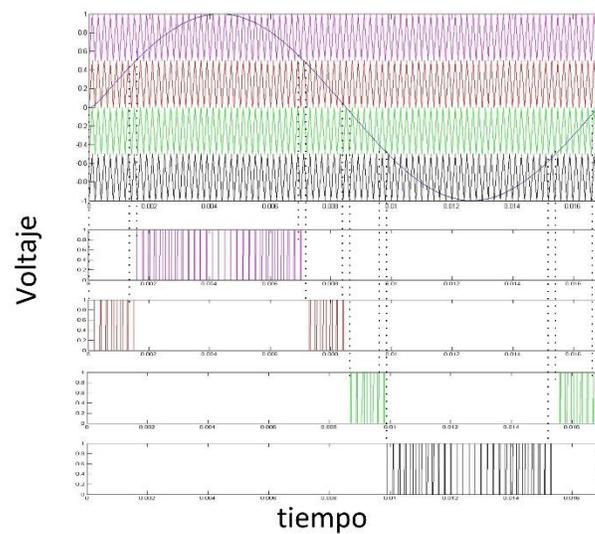


Figura 2. PWM en disposición de fase de cambio de nivel.

Por cada nivel de voltaje, se obtiene un circuito equivalente, a partir del cual, mediante leyes de Kirchhoff se desarrolla el modelo matemático, el cual queda como a continuación se muestra

$$L \frac{di}{dt} = -f_1 v_{C1} - f_2 v_{C2} + v_s \quad (1)$$

$$C \frac{dv_{C1}}{dt} = f_1 i - \frac{v_{C1}}{R} \quad (2)$$

$$C \frac{dv_{C2}}{dt} = -f_2 i - \frac{v_{C2}}{R} \quad (3)$$

En donde f_1 y f_2 toman valores en el conjunto discreto $\{-1, 0, 1\}$, L es la inductancia, C es la capacitancia, v_{C1} es el valor del voltaje en el capacitor uno, v_{C2} es el valor del voltaje en el capacitor dos, R representa la resistencia [12].

b. PLL basado en un observador adaptable

El PLL propuesto, considera a la señal de entrada como un oscilador armónico, de la siguiente manera:

$$\dot{v}_s = -\omega_0 \varphi \quad (6)$$

$$\dot{\varphi} = v_s \quad (7)$$

En donde ω_0 representa la frecuencia angular, v_s es una señal variante en el tiempo y φ es una señal auxiliar para poder reconstruir v_s . Para propósitos de control, es más conveniente definir $\psi = \varphi/\omega_0$ y $\theta = \omega_0^2$ quedando las ecuaciones como a continuación se observa:

$$\dot{v}_s = -\theta \psi \quad (8)$$

$$\dot{\psi} = v_s \quad (9)$$

Se diseñó un estimador de estados para las variables v_s y Ψ el cual consiste en una copia del sistema descrito en (8) y (9), al que se le añade un factor de amortiguamiento, como a continuación se muestra:

$$\dot{\hat{v}}_s = -\hat{\theta} \hat{\psi} + \lambda \tilde{v}_s \quad (10)$$

$$\dot{\hat{\psi}} = \hat{v}_s \quad (11)$$

En donde $\tilde{v}_s = v_s - \hat{v}_s$, \hat{v}_s , $\hat{\theta}$ y $\hat{\psi}$, son los estimados de v_s , θ y ψ respectivamente; λ es un parámetro de diseño positivo que se usa para introducir el amortiguamiento deseado.

Enseguida, se propone una aproximación de Lyapunov [14], para poder reconstruir θ de (8), para este efecto, se propone una función cuadrática de energía del siguiente modo:

$$V = \frac{\tilde{v}_s^2}{2} + \frac{\tilde{\psi}^2}{2} + \frac{\tilde{\theta}^2}{2\gamma} \quad (12)$$

En donde $\tilde{\psi} = \psi - \hat{\psi}$, $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$ y γ es la ganancia adaptable. Se realiza la derivada respecto al tiempo sobre las trayectorias de error y la función se hace negativa semi-definida, proponiendo la siguiente ley adaptable:

$$\dot{\hat{\theta}} = -\gamma v_s \hat{\psi} \quad (13)$$

$$\hat{\omega}_0 = \sqrt{\hat{\theta}} \quad (14)$$

La estabilidad y convergencia del sistema, se puede comprobar utilizando el teorema de Barbalat, o con las propiedades de las señales [15].

Finalmente, en la figura 3 se muestra el diagrama esquemático del algoritmo PLL propuesto.

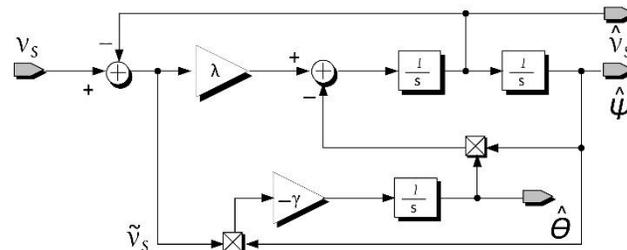


Figura 3. Diagrama a bloques del PLL propuesto.

El objetivo por alcanzar con el PLL propuesto y el inversor multinivel seleccionado, es la sincronización con la red eléctrica, por lo que se sigue el esquema que se muestra en la figura 4.

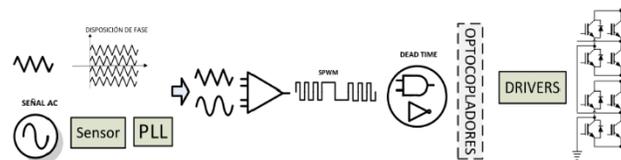


Figura 4. Diagrama general de conexión.

3. Resultados

El esquema general mostrado en la figura 4, se simula en Simulink de Matlab, para demostrar el funcionamiento de la propuesta, obteniendo los resultados que se aprecian en la figura 5.

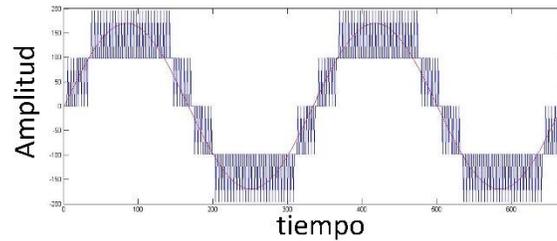


Figura 5. Resultados por simulación.

El algoritmo de fijación de fase propuesto se implementa utilizando amplificadores operacionales, como se muestra en la figura 6.

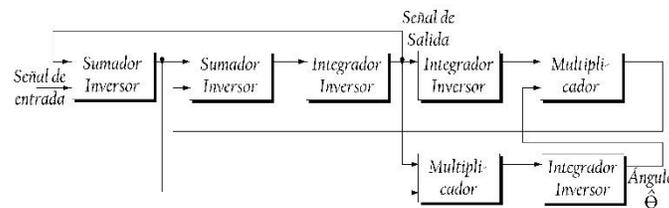


Figura 6. Diagrama de bloques del PLL con amplificadores operacionales.

En la figura 7, se muestran los resultados del PLL cuando la señal de entrada senoidal cambia de una frecuencia de 100 Hz a 60 Hz, y tiene una amplitud de 1V pico a pico.

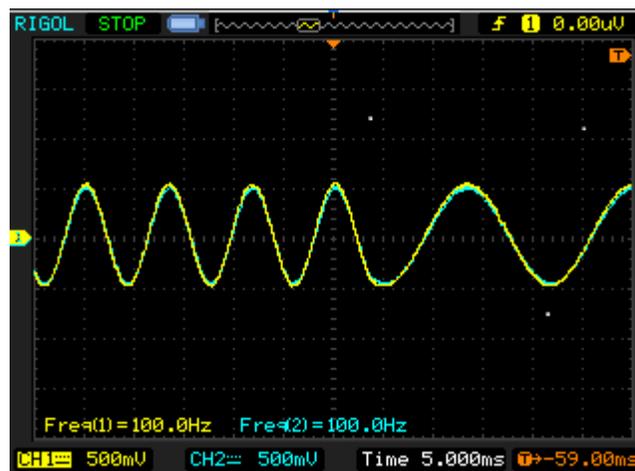


Figura 7. Respuesta PLL a señal senoidal.

Enseguida, en la figura 8, se muestra la respuesta del PLL propuesto con una señal senoidal contaminada con ruido, que tiene una frecuencia fundamental de 50 Hz.

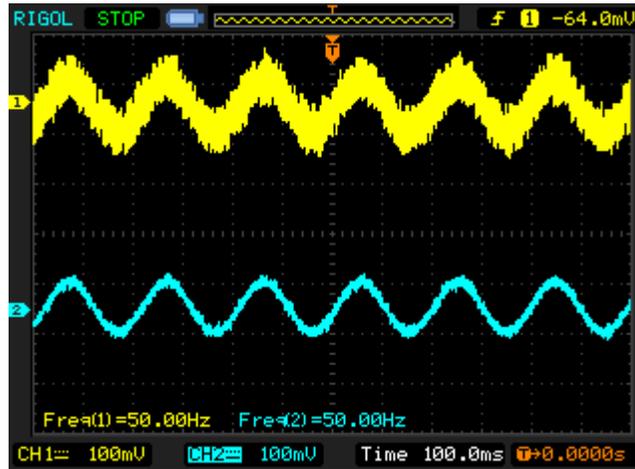


Figura 8. Respuesta del PLL propuesto ante señal ruidosa.

En la figura 9, se aprecia el prototipo físico desarrollado, siguiendo el esquema descrito en la figura 4.

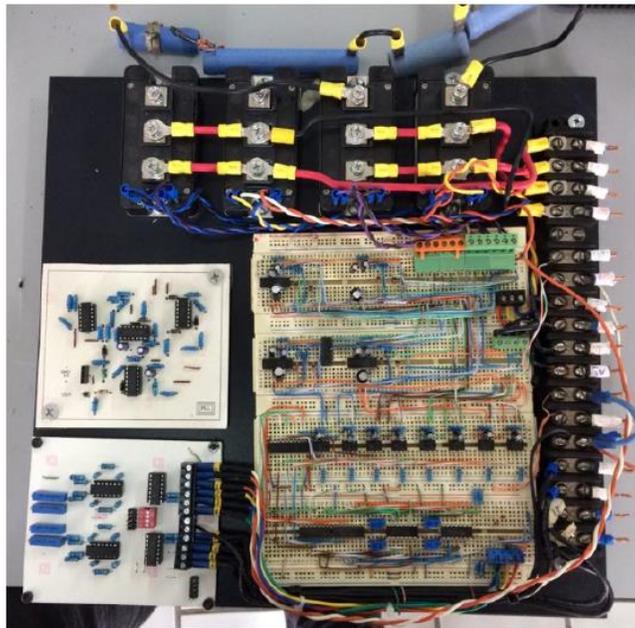


Figura 9. Prototipo físico desarrollado.

En la figura 10, se muestra la secuencia de pulsos obtenida de la comparación de la señal PWM de la red eléctrica con las señales portadoras.

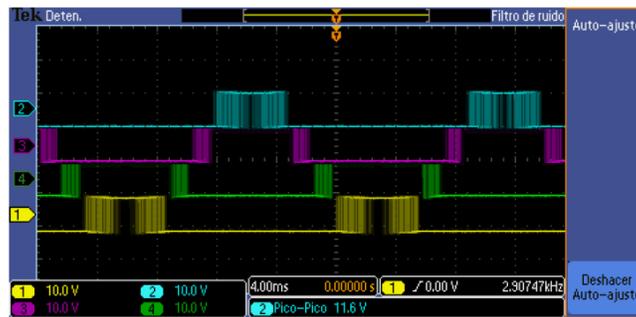


Figura 10. Secuencia de pulsos para inversor multinivel.

Finalmente, en la figura 11, se muestran los resultados preliminares obtenidos con la señal de voltaje de salida del inversor multinivel con una carga puramente resistiva.

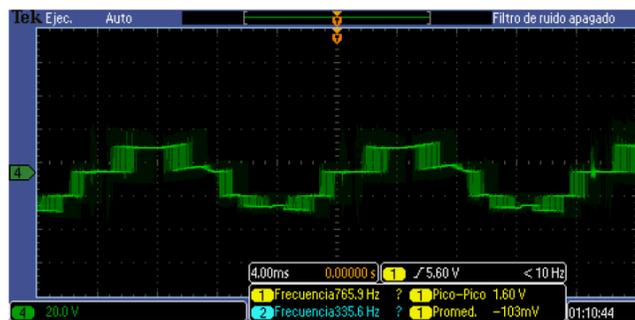


Figura 11. Voltaje de salida del inversor.

4. Conclusiones

- ✚ En este trabajo se desarrolló la sincronización de energía de un inversor multinivel con la red eléctrica, a través de un PLL basado en un observador adaptable.
- ✚ El PLL propuesto demostró ser robusto ante cambios de frecuencias en la señal de entrada e incluso poder filtrarla si se encuentra distorsionada.
- ✚ La señal del PLL sirve como señal de referencia para el proceso de modulación, el cual consiste en PWM multiportadora en disposición de fase, en donde se compara la amplitud de las señales portadoras con una señal moduladora.
- ✚ El prototipo desarrollado se implementa de forma analógica y se realizaron pruebas, obteniendo una correcta secuencia de disparos en la modulación, y resultados por mejorar en la etapa de potencia.
- ✚ Como trabajo a futuro, se propone empatar los resultados obtenidos mediante simulaciones con Simulink de Matlab, con los resultados en físico, e

interconectar energías renovables como paneles fotovoltaicos al inversor multinivel.

Referencias

- [1] F. Filho, Y. Cao, L. Tolbert, "11 Level Cascaded H-Bridge Grid-Tied Inverter Interface with Solar Panels," Applied Power Electronics Conference and Exposition (AEPEC) IEEE, pp. 968-972, 2010.
- [2] I. Syed, K. Raahemifar, "MPC of Single Phase Inverter for PV System," International Journal of Electrical Computer, Electronics and Communication Engineering, Vol. 8, No. 11, pp. 1635-1640, 2014.
- [3] A. Gupta, P. Garg, "Grid Integrated Solar Photovoltaic System using multilevel inverter," International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering (IJAREEEIE), Vol. 2, No. 8, pp. 3952-3960, 2013.
- [4] X. Li, M. Shadmand, R. Balog, H. Rub, "Model Predictive Decoupled Power Control for Single-Phase Grid-Tied Inverter," Power and Energy Conference at Illinois (PECI) IEEE, pp. 1-7, 2015.
- [5] R.C. Martínez-Montejano, R. Castillo-Meraz, P. Salas-Castro, I. Campos Cantón, M.F. Martínez-Montejano, "Software based reconfiguration for the Cascaded H-Bridge multilevel converter," International Journal of Engineering Research and Science (IJOER), Vol. 2, No. 7, pp. 64-71.
- [6] K. Gupta, M. Azad, "Topology for Multilevel Inverters to Attain Maximum Number of Levels from DC Sources," IET Power Electronics, Vol. 5, pp. 435-446, 2012.
- [7] Z. Qi, S. Xiang-Dong, Z. Yan-Ru, M. Matsui, R. Bi-Ying, "Analysis and Design of a Digital Phase Locked Loop for Single Phase Grid-Connected Power Conversion Systems," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 8, pp. 3581-3592, 2011.
- [8] M. Raghavendra, S. Ramanand, H. Naganagouda, "New Grid Connected PV System Using Reduced Switch Multilevel Inverter and PID Controller," International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering (IJEEEE), Vol. 4, No. 4, pp. 60-64, 2014.

- [9] M. Chichawlas, M. Malianowski, D. Szobczuk, M. Kazmierkowski, P. Rodríguez, J. Pou, "Active filtering function of three phase PWM boost rectifier under different line voltage conditions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 52, No. 2, pp. 410-419, 2005.
- [10] Y. Han, L. Xu, M. Khan, "Modelling and controller synthesis for the cascaded H-bridge multilevel converter active power filter with ADALINE-based identifiers," *Electr. Eng. Springer*, Vol. 93, pp. 63-81, 2011.
- [11] M. Safia, T. Kumar, "Design and Simulation of Grid Connected PV System using multilevel inverter," *International Journal of Electrical and Electronics Engineering (IJEEE)*, Vol. 4, No. 2, pp. 52-59, 2013.
- [12] R.C. Martínez-Montejano, R. Castillo-Meraz, I. Campos-Cantón, M.F. Martínez-Montejano, "Generalization of a Model-Based Controller for the N-Level Cascaded H-Bridge Multilevel Converter used as a Shunt Active Filter," *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, Vol. 9, No. 3, pp. 486-492, 2014.
- [13] M. Calais, L. Borle, V. Agelidis, "Analysis of Multicarrier PWM Methods for a Single-Phase Five Levels Inverter," *Power Electronics Specialists Conference (PESC) IEEE*, Vol. 3, pp. 1351-1356, 2001.
- [14] M. Hamouda, F. Fnaeich, K. Al-Haddad, "Modeling and Adaptive Control of Two-Stage Matrix Converter," *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, Vol. 3, pp. 83-92, 2008.
- [15] R.C. Martínez-Montejano, R. Castillo-Meraz, R.E. Lozoya-Ponce, I. Campos-Cantón, M.F. Martínez-Montejano, R.O. Lozoya-Ponce, "Phase Locked Loop based on adaptive observer," *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, Vol. 9, No. 1, pp. 244-248, 2014.

9 | Instrumentación de un Sistema con Retardo

C. Jiménez-Calvillo²⁴, I. Campos-Cantón²⁵.

Resumen

Este artículo se analiza el efecto de retardo de tiempo en una ecuación diferencial de primer orden. Este tiempo de retardo junto la amplitud de la ecuación de primer orden genera tres tipos de respuesta: La clásica respuesta de una ecuación de primer de forma exponencial para tiempos de retardo muy pequeños, una respuesta como una ecuación diferencial de segundo orden y finalmente una respuesta de un armónico oscilador. Con la ayuda del software Matlab-Simulink se implementó el retraso de tiempo, así como la simulación de la ecuación diferencial de primer orden a diferentes condiciones iniciales. De esta forma los resultados experimentales obtenidos concuerdan con el análisis teórico realizado. Los circuitos electrónicos propuestos están compuestos por tres bloques: un bloque integrador, un bloque de desplazamiento de fase y un bloque de ganancia. El circuito eléctrico está compuesto por resistencias, condensadores y un amplificador operacional. Los circuitos electrónicos propuestos están compuestos por tres bloques: un bloque integrador, un bloque de desplazamiento de fase y un bloque de ganancia. El circuito eléctrico está compuesto por resistencias, condensadores y un amplificador operacional.

²⁴C. Jiménez-Calvillo (✉)
Tecnológico Nacional de México.
Instituto Tecnológico de San Luis Potosí, Av. Tecnológico, S/N Col UPA, 78437, Soledad de Graciano Sánchez, S.L.P., México.
e-mail. cesarjc68@gmail.com

²⁵I. Campos-Cantón (✉)
Universidad Autónoma de San Luis Potosí.
Facultad de Ciencias, Av. Chapultepec 1570, Privadas del Pedregal, 78295, San Luis Potosí, S.L.P., México.
e-mail. icampos@ciencias.uaslp.mx

Palabras Clave: Retardo de tiempo, Cambio de Fase, Circuitos Analógicos, Ecuación Diferencial, Teoría del Circuito.

1. Introducción

Las ecuaciones diferenciales de retardo de tiempo son un caso especial de ecuaciones diferenciales no lineales, en general, su solución puede ser muy complicadas, aunque en ciertas situaciones es posible realizar un estudio cualitativo o geométrico bastante completo.

Los sistemas con retardo de tiempo son un tema poco comprendido, pero si un aspecto crítico del desarrollo. El curso de ecuación diferencial muestra una excelente oportunidad para integrar el tiempo de retardo y las habilidades adquiridas en las áreas de la física y las matemáticas con el fin de diseñar, modelar y simular sistemas con esta propiedad. Un tema de gran importancia es el concepto de número complejo resultante en el análisis de una ecuación diferencial del primer orden.

El objetivo en este trabajo es el desarrollo e implantación de un circuito electrónico para el proceso de retardos, estudiando la estabilidad en una ecuación diferencial de primer orden para diferentes retardos. Construimos una solución para cada intervalo donde el comportamiento cambia. Se obtienen condiciones de estabilidad. El resultado obtenido se ilustra numéricamente en el software Matlab y se implementa experimentalmente en un circuito electrónico.

2. Ecuación Diferencial de Primer Orden con Retardo

Con base en la ecuación diferencial de primer orden de retardo de tiempo [8], inferimos posibles soluciones con un retraso de tiempo τ . Técnicamente, si sintonizamos τ , tenemos diferentes soluciones: solución de un sistema de primer orden sin retraso de tiempo, solución amortiguada de un sistema de segundo orden sin retardo de tiempo y una respuesta osciladora.

La teoría de la ecuación diferencial en el tiempo se refiere a la variación del estado x , que depende del instante de tiempo t , y de los momentos anteriores τ .

$$\dot{x}(t) = f(t, x(t), x(t - \tau_1), \dots, x(t - \tau_n)) \quad (1)$$

Donde f es una función dada y el tiempo de retraso τ_j satisface $\tau_j > 0$.

Un caso particular de retardo es una ecuación diferencial de primer orden con coeficientes constantes, es donde existe sólo un retardo en el tiempo:

$$\dot{x}(t) = f(t, x(t), x(t - \tau)) \quad (2)$$

En este trabajo estudiamos la siguiente ecuación diferencial, con amplitud a y tiempo de retraso τ .

$$\dot{x}(t) = ax(t - \tau) \quad (3)$$

donde

$$\dot{x} = \frac{dx}{dt} \text{ y } \{a, t\} \in \mathbb{R} \quad (3)$$

a. Ecuación Característica

Se asume una solución exponencial como tal, como una ecuación de primer grado, pero sin retraso, como se observa en la siguiente formulación.

$$x(t) = x_0 e^{zt} \quad (4)$$

con condiciones iniciales iguales a cero, $x_0 = x(0)$ y $z = p + iq \in \mathbb{Z}$.

Si derivamos (4) con respecto al tiempo

$$\dot{x}(t) = x_0 z e^{zt} \quad (5)$$

y se sustituye (4) y (5) en (3) se obtiene z

$$z = a e^{-z\tau} \quad (6)$$

teniendo así la ecuación característica

$$ze^{zt} - a = 0 \quad (7)$$

b. Solución

Sustituyendo $z = p + iq$ en (7) se tiene un nuevo reto que enfrentar, mismo que consiste en encontrar las raíces de la nueva función a la ecuación:

$$(p + iq)e^{(p+iq)\tau} - a = 0 \quad (8)$$

Separando la parte real e imaginaria

$$\text{Real} \rightarrow e^{p\tau}(p \cos q\tau + q \operatorname{sen} q\tau) - a = 0 \quad (9)$$

$$\text{Imaginaria} \rightarrow e^{p\tau}(p \operatorname{sen} q\tau + q \cos q\tau) - a = 0 \quad (10)$$

de (10) se obtiene p

$$p = -q \cot q\tau \quad (11)$$

sustituyendo (11) en (9)

$$p = a \operatorname{sen} q\tau e^{q\tau \cot q\tau} \quad (12)$$

multiplicado (12) por τ y realizando un cambio de variable $x = \tau$

$$x = a\tau \operatorname{sen} x e^{x \cot x} \quad (13)$$

Por lo tanto, cuando los valores del lado izquierdo de la igualdad coinciden el lado derecho en (13) se ha encontrado la solución. En la figura 1 se observa en un intervalo entre -3 a 3 cuando $a < 0$.

La figura 1 muestra tres soluciones, se encuentran en $x = \pm \pi/2$ y 0. Si $x = 0$ and $q \neq 0$ entonces $\tau = 0$, eso corresponde a un sistema sin retardo.

Por otro lado, si $x = \pi/2$ y utilizando (11) y (12)

$$p = -\frac{q \cot \pi}{2} = 0$$

$$p = -\frac{a \operatorname{sen} \pi}{2} e^{\pi/2 \cot \pi} = -a$$

de esta manera

$$z = -ia$$

y

$$x = x_0 e^{-iat}$$

Para un sistema oscilatorio, la relación entre a y τ se obtiene de (13),

$$a\tau = -\pi/2 \quad (14)$$

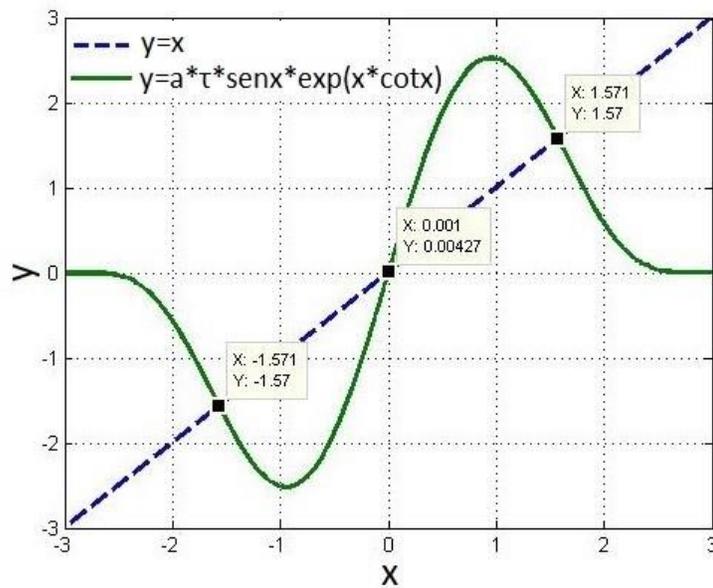


Figura 1. La solución se satisface en el punto de cruce de dos curvas, en este caso en el intervalo de -2 a 2.

Ahora, si x es pequeña, nos aproximamos al valor $\operatorname{sen} x$ por x , $\operatorname{cos} x$ por 1 y $\cot x$ por 1

$\frac{1}{x}$. Bajo estos supuestos, de (11) and (12)

$$p = -\frac{1}{\tau}$$

$$q = 0$$

y

$$a\tau = -\frac{1}{e} \quad (15)$$

así

$$z = -\frac{1}{\tau}$$

y

$$x = x_0 e^{-\frac{1}{\tau}t}$$

Se observa que es la respuesta de un sistema de primer orden sin retardo, se cumple si:

$$-\frac{1}{e} < a\tau < 0$$

Si se toman los valores de $-\pi/2 < a\tau < -1/e$ entonces $p \neq 0$ y $q \neq 0$. Así $z = -p + iq$ y $x = x_0 e^{-(p+iq)t}$. Obteniendo la respuesta de un segundo orden de sistema subamortiguado. Por ejemplo, si $x = \pi/4$ usando el cambio de variable y (11) queda de la siguiente forma.

$$p = -\frac{\pi}{4\tau}$$

$$q = \frac{\pi}{4\tau}$$

así

$$z = -\frac{\pi}{4\tau}(1 - i)$$

y

$$x = x_0 e^{-\frac{\pi}{4\tau}(1-i)t}$$

Aplicando (13)

$$a\tau = \frac{\pi\sqrt{2}}{4e^{\frac{\pi}{4\tau}}} \quad (16)$$

3. Modelando del Circuito de Retardo

El objetivo es diseñar un circuito electrónico basado en (3) para esto, consideramos en dos partes esta ecuación: lado izquierdo y lado derecho de la igualdad. El lado izquierdo se ha tomado como una ecuación diferencial de primer orden sin retardo (ver figura 2a), y el lado derecho corresponde a la señal retardada (figura 2b). Debido al hecho de que el lado izquierdo y el derecho son iguales, esto crea un cierre lazo como se muestra en la figura 2c. Usando las consideraciones del diagrama de bloques figura 2, el diseño electrónico propuesto se muestra en la figura 3.

Aplicando las leyes de Kirchhoff en el circuito electrónico

$$v_1 = \frac{R_3}{R_1 R_2 C_1} \int v_3 dt \quad (17)$$

$$v_3 = \frac{R_9}{R_8} v_2 \quad (18)$$

y v_2 como función de impedancia, considerando $R = R_4 = R_5, C = C_2 = C_3, Z = 1/j\omega C,$

$$v_2 = \left(\frac{R_7}{R_6} + 1 \right) \frac{Z^2}{R^2 + 3RZ + Z^2} v_1 \quad (19)$$

En términos de frecuencia

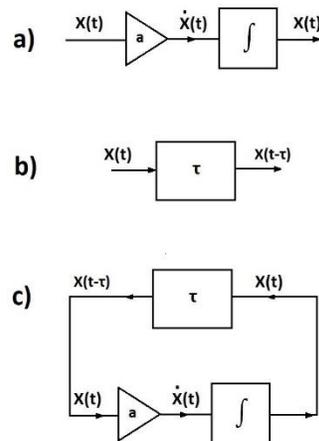


Figura 2. Diagrama de bloques de retardo de tiempo: a) ecuación diferencial de primer orden sin retardo ($\dot{x}(t) = ax(t)$); b) Señal con retardo ($x(t - \tau)$); c) Lazo cerrado.

$$v_2 = \left(\frac{R_7}{R_6} + 1 \right) \frac{(1 - R^2 C^2 \omega^2) + j3R\omega}{(1 - R^2 C^2 \omega^2)^2 + 9R^2 C^2 \omega^2} v_1 \quad (20)$$

De donde

$$\left| \frac{v_2}{v_1} \right| = \frac{\frac{R_7}{R_6} + 1}{(1 - R^2 C^2 \omega^2)^2 + 9R^2 C^2 \omega^2} \sqrt{R^4 C^4 \omega^4 + 7R^2 C^2 \omega^2 + 1} \quad (21)$$

$$\angle \frac{v_2}{v_1} = \theta = \arctan \frac{3RC\omega}{1 - R^2 C^2 \omega^2} \quad (22)$$

4. Resultados Numéricos y Experimentales

Primero, se realizó la simulación de Matlab-Simulink, usando los parámetros de la tabla

1. La respuesta se muestra en la figura 4.

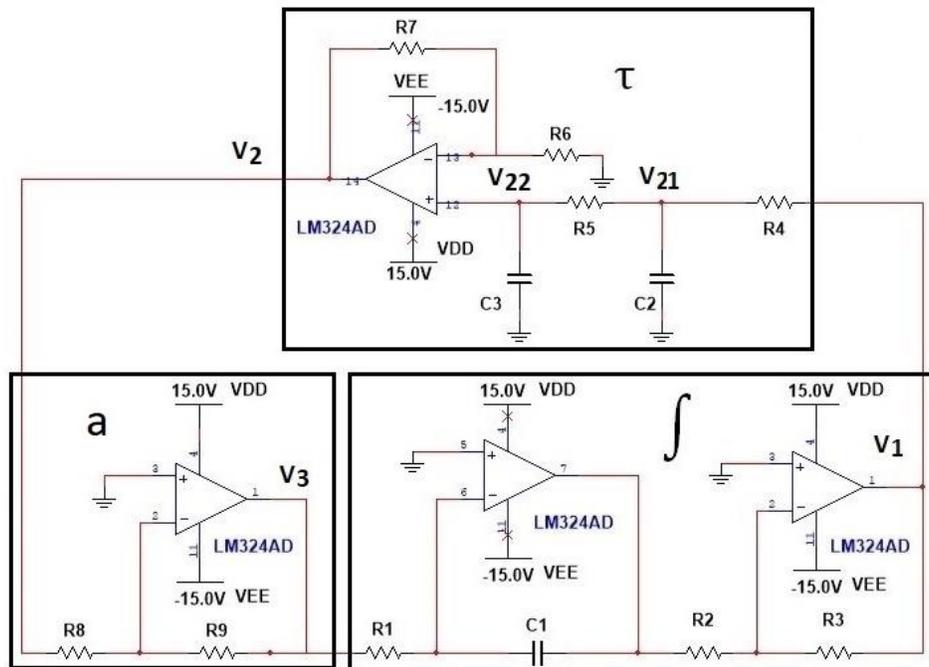


Figura 3. Circuito electrónico propuesto se compone de: circuito de ganancia "a", circuito integrador "f" y circuito de retardo "τ".

Tabla 1. Parámetros.

a	τ	Condición Inicial	Respuesta
-1	$\frac{1}{2e}$	5	Primer orden
-1	$\frac{1}{2}$	5	Respuesta Subamortiguada
-1	$\frac{\pi}{2}$	5	Movimiento oscilatorio

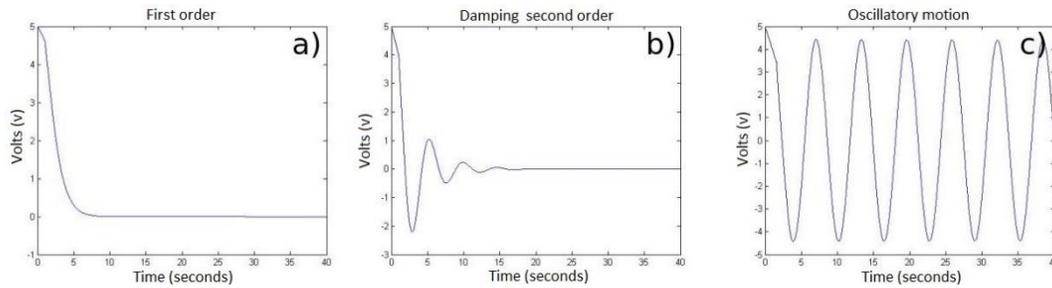


Figura 4. Respuestas: a) Primer orden, b) Subamortiguada de segundo orden, c) movimiento oscilatorio.

La respuesta oscilatoria, figura 4c) tiene un periodo de 2π . Usando este tiempo y los parámetros de la tabla 1, calculamos los valores de resistencia y capacitancia en el circuito electrónico propuesto.

✚ *Ganancia a:* De (18), $a = \frac{R_9}{R_8}$, si $R_8 = R_9 = 10K\Omega$, entonces $a = 1$.

✚ *Integrador:* De $v_3 = \cos\omega t$ y usando (17),

$$v_1 = \frac{R_3 \text{ sen } \omega t}{R_1 R_2 C_1 \omega} v_3$$

donde su ganancia $R_3/R_1 R_2 C_1 \omega$ y se iguala a uno. Como $T = 2\pi$, y si $R_2 = R_3 = 10K\Omega$ y $C_1 = 1\mu F$, se obtiene $R_1 = 1M\Omega$.

✚ *Tiempo de retardo:* de (22),

$$R = \frac{-3 \pm \sqrt{9 + 4 \tan^2 \theta}}{2C\omega \tan \theta}$$

de manera que al usar $C = 1\mu F$ se tiene el hecho de que el retraso de tiempo es directamente proporcional a la fase ($\tau = \theta$), obtenemos los valores de R que se muestran en la tabla 2 columna 2.

✚ *Tiempo de retardo:* La magnitud de (21) debe ser la unidad, para este propósito, obtenemos de R_7 de la ecuación:

$$R_7 = \left(\frac{(1 - R^2 C^2 \omega^2)^2 + R^2 C^2 \omega^2}{\sqrt{R^4 C^4 \omega^4 + 7R^2 C^2 \omega^2 + 1}} \right) R_6$$

Tabla 2. Magnitud y Fase.

θ	R	R_7
$\frac{1}{2e}$	59.12 K	121.65 k
$\frac{1}{2}$	425.25 K	5.16 K
$\frac{\pi}{2}$	1 M	20 K

Usando $R_6 = 10 K\Omega$, $C = 1\mu F$ y R proporcionada en la tabla 2 columna 2, obtenemos R_7 como se muestra en la tabla 2, columna 3.

Con estos valores calculados se realiza el experimento y los resultados se muestran en la figura 5.

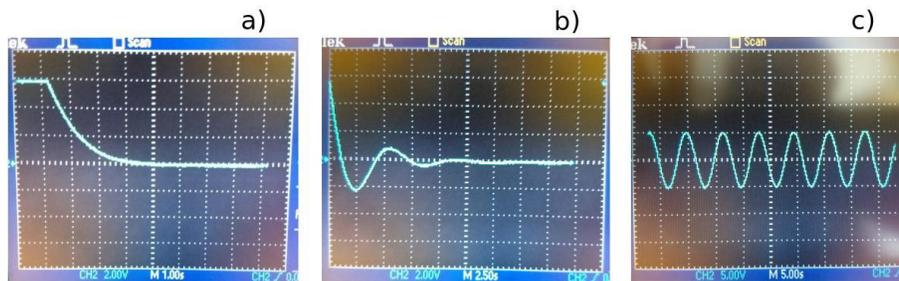


Figura 5. Respuestas: a) Primer orden, b) Subamortiguada de segundo orden, c) movimiento oscilatorio.

5. Conclusiones

En este artículo, se ha realizado una ecuación diferencial de primer orden con retardo de tiempo desarrollado de una manera teórica y experimental. Las soluciones correspondientes están citadas en la Sec.2.1. Se pueden usar diferentes herramientas de software para encontrar la solución de una ecuación diferencial de primer orden con retardo de tiempo. En este artículo, utilizamos Matlab R14 corriendo en la plataforma Ubuntu-Linux.

Para el diseño análisis del circuito electrónico propuesto, se realizó un diagrama de bloques en Simulink-Matlab. Los valores de R_i and C_i para los diferentes bloques: ganancia, integrador y retardo de tiempo; se sintonizaron según Simulink-Matlab y los resultados teóricos. El circuito electrónico se realiza experimentalmente, y los resultados se muestran en la figura 5, dando una correspondencia con los resultados por simulación figura 4, y los cálculos teóricos de la tabla 1.

Referencias

- [1] Shujaee, K., Lehman, B., 1997. Vibrational feedback control of time delay systems, IEEE Trans. Autom. Control, 42 (11), 1529-1545.
- [2] Fridman, E., Shaked, U., 2002. An improved stabilization method for linear systems with time-delay, IEEE Trans. Autom. Control, 47, 1931-1937.
- [3] Heyde, E.C., 1995. Theoretical methodology for describing active and passive recirculating delay line systems, Electron. Lett., 31 (23), 2038-2039.
- [4] Groenewold, G., 2007. Noise and group delay in active filters, IEEE Trans. Circuits Syst. I, Regul. Pap., 54 (7), 1471-1480.
- [5] Wijenayake, C., Xu, Y., Madanayake, A., et al., 2012. RF analog beamforming fan filters using CMOS all-pass time delay approximations, IEEE Trans. Circuits Syst. I, Regul. Pap., 59 (5), 1061-1073.
- [6] Fridman, E., 2014. Introduction to Time-Delay Systems-Analysis and Control. (Springer).
- [7] Munguía, G., García M., 2007. Ecuaciones diferenciales con retardo, Memorias de la XVII semana regional de investigación y docencia en matemáticas, 20, 137-142.

10

Modelado de una Célula Excitable

J. A. Vértiz-Hernández²⁶, A. J. Rangel-López²⁷, A. A. Vértiz-Hernández²⁸, I. Campos-Cantón²⁹.

Resumen

Los modelos neuronales de forma teórica y experimental favorecen el entendimiento fisiológico de la neurotransmisión en el cuerpo humano. Así como, la fisiopatología de algunas enfermedades de interés clínico. Con estas herramientas y la fisiología de las células excitables, será posible proponer un modelo electrónico que permita de manera no invasiva el entendimiento de la comunicación a través de potenciales de acción, y con ello obtener información que sustente los posibles tratamientos médicos. Es importante recordar que el dolor es una de las primeras causas de consulta médica, que limita a quien lo padece. Los resultados teóricos, por simulación, validan que la propuesta electrónica de una célula excitable neuronal es capaz de imitar la conducción de los estímulos homólogos a la neurotransmisión y nocicepción del dolor en el cuerpo humano, teniendo así una relación exacta entre el modelo matemático y el fenómeno fisiológico.

Palabras Clave: Modelo Matemático, Célula excitable, Fisiología, Modelo neuronal.

²⁶J. A. Vértiz-Hernández (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Instituto de Investigación en Comunicación Óptica, Av. Karakorum 1470 Lomas 4a. 78210, San Luis Potosí, S.L.P., México.

e-mail. vertizalberto@gmail.com

²⁷A. J. Rangel-López (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Coordinación Académica Región Altiplano Carretera Cedral km 5+600, Ejido San José de las Trojes, 78700, Matehuala, S.L.P., México.

e-mail. azahel.rangel@uaslp.mx

²⁸A. A. Vértiz-Hernández (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Coordinación Académica Región Altiplano Carretera Cedral km 5+600, Ejido San José de las Trojes, 78700, Matehuala, S.L.P., México.

e-mail. antonio.vertiz@uaslp.mx

²⁹I. Campos-Cantón (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Facultad de Ciencias, Av. Chapultepec 1570, Privadas del Pedregal, 78295, San Luis Potosí, S.L.P., México.

e-mail. icampos@fciencias.uaslp.mx

1. Introducción

La mayor parte de funciones y actividades que realiza el ser humano se debe al correcto funcionamiento del Sistema Nervioso. En él, existe un sin fin de células que generan un potencial de membrana en reposo, mismas que se clasifican con el nombre de células excitables. Algunas de ellas son: las células neuronales, músculo estriado, cardiaco y liso. Estas, generan y transmiten información del potencial a través de membrana celular y su proceso produce señales eléctricas discontinuas. Tal como lo demuestra la neurona y gracias a ella, se pueden recibir datos desde alguna extremidad del cuerpo; ésta es una membrana que constituye una unidad funcional del sistema nervioso y que contiene una cifra extraordinaria de células, que comparten una estructura básica similar, para procesar datos, mismos que son enviados a través de las vías nerviosas del cuerpo. Lo que se denomina vías del dolor del cuerpo humano. Éste, emite señales que el cerebro recibe, analiza y las retransmite como información, quedando codificada por el número de potenciales de acción y los intervalos entre ellos. Esta codificación por frecuencias implica que, por lo menos en algunos casos, un estímulo de mayor intensidad es traducido en una mayor frecuencia de disparo ejemplificando el paso de iones por la membrana. En consecuencia, el estudio de la neurona abre un campo infinito de investigación en la actualidad. Pues, con el auge de la tecnología en diferentes ámbitos de la investigación, se pueden realizar prototipos o diseños que faciliten un mejor abordaje de los problemas de salud del hombre. Así lo ha dejado entre ver la historia con el paso del tiempo.

2. Materiales y Métodos

Tomando como base el modelo de Hodgkin y Huxley se propone un modelo que consta de cinco ecuaciones diferenciales lineales, mismas que tiene como variable de entrada el impulso eléctrico del estímulo inicial I_s dado por los iones Ca^{2+} a bajo y alto voltaje, Na^+ , K^+ , Cl^- . Y a su vez se tiene que recurrir a la actividad eléctrica como cinética química, para conocer la estructura del modelo mismo que permita la identificación de los elementos de la célula que la componen, y posteriormente utilizarlos como herramienta en el diseño del modelo, para visualizar el comportamiento de la célula excitable en el estudio del efecto activo y pasivo de la misma. Al realizar el modelo matemático se interpreta la sinapsis eléctrica que integran el conjunto dinámico y coherente de la

actividad de los diferentes iones en los canales. Posteriormente, mediante el modelado *in silico*, se introducen las ecuaciones, por partes, para cada caso existente en la célula excitable y posteriormente se realiza el conjunto de las ecuaciones para obtener la señal que emite la neurona. Asimismo, se realiza la simulación electrónica con la que se puede obtener la señal de la célula excitable. Para la simulación electrónica se utilizan seis fuentes, seis resistencias y para un funcionamiento adecuado se utilizan seis interruptores que permiten ir sumando cada estado e incrementando el voltaje en cada caso de la membrana con el cual se forma un potencial de acción de amplitud constante que se propaga con esa misma amplitud a lo largo del impulso. Estas señales permiten conocer diferentes procesos fisiológicos, por ejemplo, el dolor; permitiendo conocer diferentes procesos fisiológicos y fisiopatológicos, como, la neurotransmisión en procesos de daño al tejido.

3. Resultados

La membrana celular biológica tiene su homólogo en circuito electrónico, el cual consiste en un capacitor (C), una resistencia de $(1/g)$ y una fuente (E) como se muestra en la figura 1. Cada uno de estos elementos se modela para poder observar el comportamiento eléctrico de cada uno de los dos componentes principales de la membrana, la bicapa lipídica que la forma y las moléculas proteicas embebidas en ella que forman los canales iónicos. La bicapa lipídica se comporta eléctricamente como un capacitor y se representa como tal. Se sabe que las células presentan una actividad eléctrica, donde su circuito equivalente de la membrana debe tomar en consideración la presencia de gradientes longitudinales de voltaje. Así, el estudio de este comportamiento eléctrico de las células excitables se debe a la modificación del potencial de la membrana con distintos tipos de señales eléctricas, gracias a los cambios de las proteínas estructurales, llamadas canales iónicos [1], [2]. Mismos que registran valores específicos al visualizarlo de manera electrónica y fisiológica.

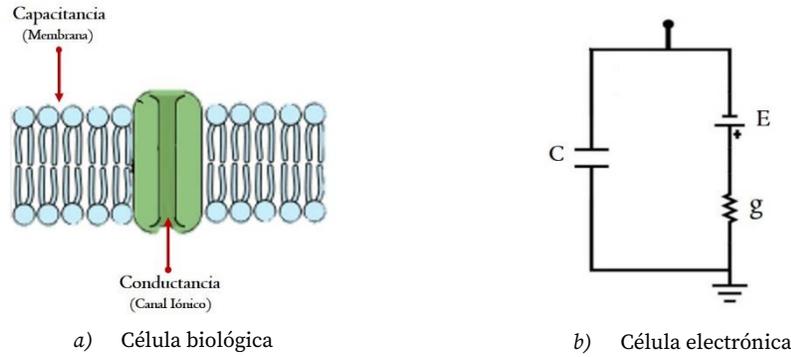


Figura 1. Circuito equivalente de la membrana celular.

Con base en este proceso y la ecuación diferencial, para el potencial de acción de célula excitable (ecuación 1), se pueden definir las ecuaciones para cada estado y obtener los valores para las conductancias y fuentes del circuito.

$$\frac{dX_n}{dt} = \frac{1}{\lambda_n} \sum_i i_l \quad (1)$$

Con base en la ecuación 1, se obtienen las expresiones para cada uno de los casos existentes en la célula excitable, siendo estos los estados activos de los canales de Ca_{LVA}^{2+} , Na^+ , Ca_{HVA}^{2+} , K^+ y Cl^- . Primeramente, se obtiene el caso basal, regido bajo el comportamiento estable de la misma, donde $i_s = i_c + i_o$, cuando $i_s = 0$ se tiene la siguiente ecuación:

$$C \frac{dV_M}{dt} + g_0 V_0 + g_0 E_0 = 0 \quad (2)$$

Para el estado en el que se activa el Ca^{2+} a bajo voltaje la ecuación correspondiente se rige bajo la siguiente formulación $i_c + i_o + i_{Ca^{2+}} = 0$ cuando $i_s = i_{Ca^{2+}}$. Donde la ecuación diferencial correspondiente es:

$$C \frac{dV_M}{dt} + g_0 V_0 + g_0 E_0 + g_{Ca^{2+}} V_0 + g_{Ca^{2+}} E_0 = 0 \quad (3)$$

El estado de Na^+ se formula bajo la condición $i_c + i_o + i_{Ca^{2+}} + i_{Na^+} = 0$ cuando $i_s = i_{Ca^{2+}} + i_{Na^+}$. De manera que la ecuación diferencial correspondiente es:

$$C \frac{dV_M}{dt} + g_0 V_0 + g_0 E_0 + g_{Ca^{2+}} V_0 + g_{Ca^{2+}} E_{Ca^{2+}} + g_{Na^+} V_{Na^+} + g_{Na^+} E_{Na^+} \quad (4)$$

Por su parte el estado del calcio a alto voltaje (Ca^{2+}) se toma la condición siguiente $i_s = i_{Ca^{2+}} + i_{Na^+} + i_{Ca^{2+}} = 0$ de donde se obtienen $i_C + i_0 + i_{Ca^{2+}} + i_{Na^+} + i_{Ca^{2+}} = 0$, quedando la expresión diferencial para este caso de la manera siguiente:

$$C \frac{dV_M}{dt} + g_0 V_0 + g_0 E_0 + g_{Ca_{LVA}^{2+}} V_0 + g_{Ca_{LVA}^{2+}} E_0 + g_{Na^+} V_0 + g_{Na^+} E_{Na^+} + g_{Ca^{2+}} V_0 + g_{Ca^{2+}} E_{Ca^{2+}} = 0 \quad (5)$$

Mientras que para el estado de Potasio (K^+) se toma en cuenta cuando $i_C + i_{K^+} = 0$ donde $i_s = i_{K^+}$ de donde se obtiene la ecuación diferencial de la siguiente manera:

$$C \frac{dV_M}{dt} + g_0 V_0 + g_0 E_0 + g_{K^+} V_0 + g_{K^+} E_{K^+} = 0 \quad (6)$$

Y partiendo del valor de $i_s = i_{Cl^-}$ se tiene que $i_C + i_{Cl^-} = 0$. Donde la ecuación diferencial correspondiente para el estado del Cloro (Cl^-) es:

$$C \frac{dV_M}{dt} + g_0 V_0 + g_0 E_0 + g_{Cl^-} V_0 + g_{Cl^-} E_{Cl^-} = 0 \quad (7)$$

partir de estas ecuaciones se obtienen los valores de las conductancias y fuentes para realizar el modelado *in silico* mismos que se pueden apreciar en la tabla siguiente:

Tabla 1. Parámetros de las conductancias y fuentes del circuito de la célula excitable

Fuente	Parámetros	Resistencia	Parámetro
E_0	$-70mV$	R_0	$3.33k\Omega$
$E_{Ca_{LVA}^{2+}}$	$134mV$	$R_{Ca_{LVA}^{2+}}$	$23.84k\Omega$
$E_{Na^{2+}}$	$66mV$	$R_{Na^{2+}}$	$28.05k\Omega$
$E_{Ca_{LVA}^{2+}}$	$134mV$	$R_{Ca_{LVA}^{2+}}$	$3.767k\Omega$
E_{K^+}	$-90mV$	R_{K^+}	$3.33k\Omega$
E_{Cl^-}	$-69mV$	R_{Cl^-}	$3.33k\Omega$

En el software Matlab® con los valores obtenidos, se adquiere la siguiente gráfica en respuesta a cada uno de los estados pertenecientes a las ecuaciones se realiza por estados separados y posteriormente se suman el conjunto de ecuaciones para obtener una respuesta muy similar a la señal de una célula excitable biológica, tal como se muestra en la figura 2.

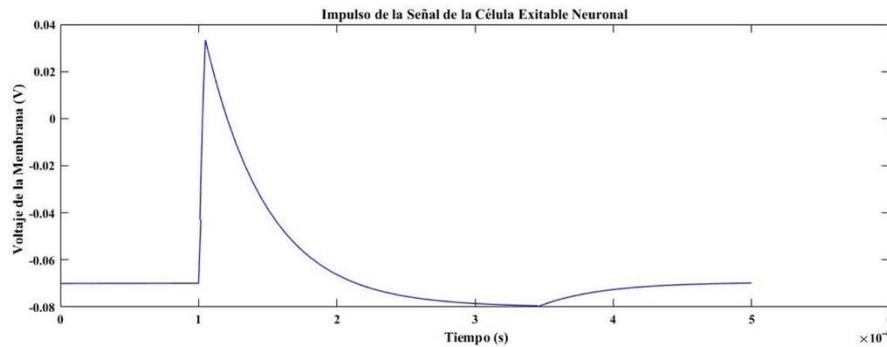


Figura 2. Señal emitida *in silico* de la célula excitable neuronal.

Posteriormente con ayuda de NI Multisim™ se realiza el circuito (figura 3) bajo los parámetros mencionados para cada estado que interactúan en la membrana celular, misma que permitirá reflejar el potencial eléctrico quedando conformado como se muestra en la figura 3.

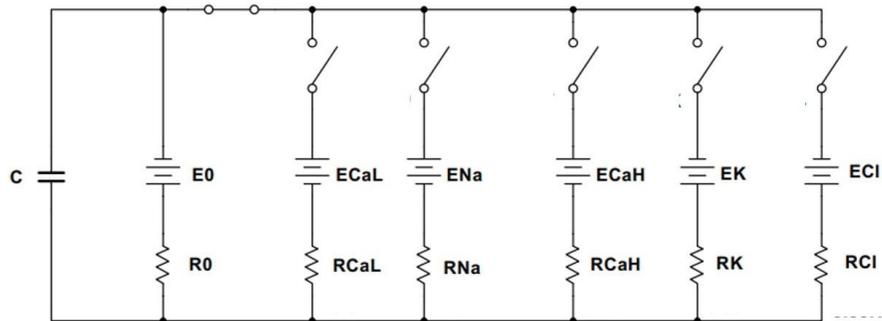


Figura 3. Circuito propuesto de la Célula Excitable Neuronal.

Donde la primera parte del circuito corresponde al estado estable, indicando que la señal se encuentra en estado de reposo o basal en $-70mV$. Posteriormente se puede observar el estado de Calcio a bajo voltaje permitiendo así generar un cambio en la señal al momento de activarse el interruptor. Asimismo, se activa el interruptor del estado de Sodio para incrementar el voltaje en la señal y enseguida se activa el interruptor del estado de calcio a alto voltaje para que la señal logre alcanzar el potencial máximo positivo de la membrana celular. Enseguida se activa el interruptor correspondiente al potasio y al mismo tiempo se desactivan los interruptores correspondientes a Calcio bajo y alto voltaje como de Sodio logrando así una decadencia de pulso, pasando de un voltaje de $+30mV$ a $-80mV$. Por último, se activa el interruptor perteneciente al estado de cloro permitiendo así regresar a su estado

basal y esperar para recibir el siguiente impulso de la membrana celular. Tal como se puede apreciar en la figura 4 donde se puede ver el funcionamiento del circuito al obtener la señal de la célula excitable electrónica.

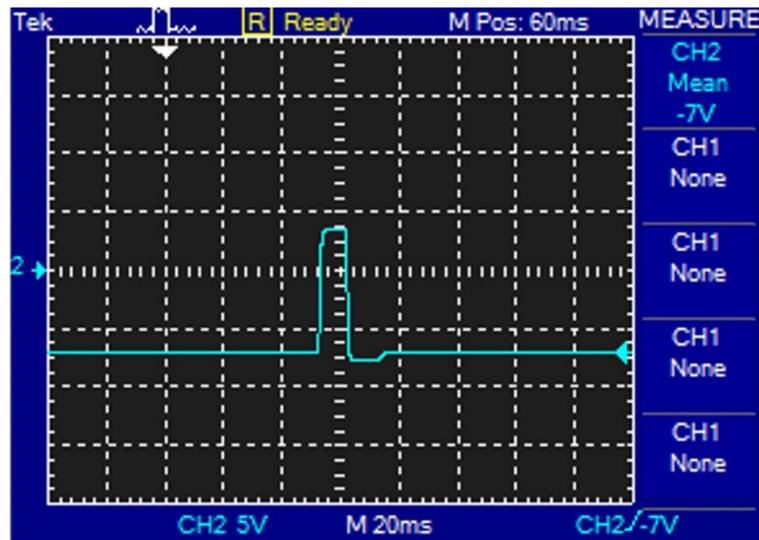


Figura 4. Impulso del circuito de la célula excitable neuronal.

4. Conclusión

El resultado obtenido ha mostrado una señal acorde al comportamiento real de las células excitables neuronales, donde la dinámica del voltaje varía dependiendo de la activación de cada uno de los iones, presentando un comportamiento cíclico. Estos resultados muestran una mejora a otros modelos conocidos: modelo H-H [1]. Ya que se implementan más canales iónicos para lograr obtener una membrana real. Asimismo, se debe remarcar que el simulador obtiene las resoluciones numéricas del modelo propuesto en tiempos de ejecución aceptables. Por otra parte, para poder optimizar la interpretación del comportamiento real, normal y/o patológico de la célula excitable neuronal se deben tener en cuenta y observar la disminución de amplitud y del voltaje en cada estado activo o inactivo de la membrana.

Referencias

- [1] Hodgkin, A. L., & Huxley, A. F. (1952). A quantitative description of membrane current and its application to conduction and excitation in nerve. *The Journal of physiology*, 117(4), 500-544.
- [2] Siegelbaum, S. A., & Hudspeth, A. J. (2000). *Principles of neural science* (Vol. 4, pp. 1227-1246). E. R. Kandel, J. H. Schwartz, & T. M. Jessell (Eds.) New York: McGraw-hill.
- [3] Guyton, A. C., Hall, J. E., & Guyton, A. C. (2006). *Tratado de fisiología médica*. Elsevier Brasil.
- [4] Fox, S. I. (2011). *Fisiología humana*. Mcgraw-hill interamericana.
- [5] Hindmarsh, J. L., & Rose, R. M. (1984). A model of neuronal bursting using three coupled first order differential equations. In *Proc. R. Soc. Lond. B* (Vol. 221, No. 1222, pp. 87-102). The Royal Society.
- [6] Fernández, J., García, P. & Sánchez, J. (2006) Santiago Ramón y Cajal un siglo después del premio nobel. Marcelino Botín. España.

11

Evaluación Analgésica de Diclofenaco y Eugenol en un modelo Experimental

O. E. González-Lugo³⁰, G. J. Herrera-Ortiz³¹, A. Rodríguez-Chong³², A. J. Rangel-López³³, J. R. Zapata-Morales³⁴, A. J. Pozos-Guillén³⁵, A. A. Vértiz-Hernández³⁶

Resumen

El dolor es un problema de salud mundial que afecta aproximadamente a uno de cada 5 personas. El tratamiento actual incluye el uso de opioides y antiinflamatorios no esteroideos (AINE's) ya sea administrados de forma individual o en combinación con coadyuvantes. Los extractos de origen natural contienen moléculas con actividad antinociceptiva y debido a su origen, se espera tengan un espectro bajo de efectos adversos. El eugenol (EUG) es el aceite esencial obtenido del clavo aromático y se ha comprobado su efecto antinociceptivo y antiinflamatorio en modelos experimentales de dolor. Este efecto se atribuye a la inhibición de la ciclooxigenasa-2, además de tener efecto sobre diferentes

³⁰O. E. González-Lugo (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Coordinación Académica Región Altiplano, Carretera Cedral km 5+600, Ejido San José de las Trojes, 78700, Matehuala, S.L.P., México.

e-mail. olga.gonzalez@uaslp.mx

³¹G. J. Herrera-Ortiz (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Coordinación Académica Región Altiplano, Carretera Cedral km 5+600, Ejido San José de las Trojes, 78700, Matehuala, S.L.P., México.

e-mail. herrera.ortiz.gpe@gmail.com

³²A. Rodríguez-Chong (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Coordinación Académica Región Altiplano, Carretera Cedral km 5+600, Ejido San José de las Trojes, 78700, Matehuala, S.L.P., México.

e-mail. antonio.rodriguez@uaslp.mx

³³A. J. Rangel-López (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Coordinación Académica Región Altiplano, Carretera Cedral km 5+600, Ejido San José de las Trojes, 78700, Matehuala, S.L.P., México.

e-mail. azahel.rangel@uaslp.mx

³⁴J.R. Zapata-Morales (✉)

Universidad de Guanajuato.

Departamento de Farmacia, División de Ciencias Naturales y Exactas, Noria Alta S/N, 36050, Guanajuato, Gto., México.

e-mail. mzrj@hotmail.com

³⁵A. J. Pozos-Guillén (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Facultad de Medicina, Av. Venustiano Carranza 2405 Los Filtros 78210 San Luis Potosí, S.L.P., México.

e-mail. apozos@uaslp.mx

³⁶A. A. Vértiz-Hernández (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Coordinación Académica Región Altiplano, Carretera Cedral km 5+600, Ejido San José de las Trojes, 78700, Matehuala, S.L.P., México.

e-mail. antonio.vertiz@uaslp.mx

tipos de los receptores como los opioides, NMDA, y GABA4. Objetivo: Identificar el efecto antinociceptivo de la combinación diclofenaco y eugenol mediante el test de formalina en 4 niveles de dosis. Metodología: Se realizaron combinaciones de EUG y DFC al 12.5, 25, 50 y 75% según lo propuesto por Tallarida (2012), la antinocicepción se midió mediante el test de formalina (FMN) en ratas Wistar Kioto de tres a cuatro semanas de nacidas con un peso de 250 a 300 g. Resultados: Durante la fase 1 del test de formalina (Fig. 1) no se observa efecto de los tratamientos administrados. En la fase 2, el EUG y el DFC muestran una disminución del número de sacudidas (150 ± 32 y 88 ± 9 , respectivamente), el efecto es semejante con la combinación de DFC+EUG al 50% (149 ± 8) en comparación con el grupo de FMN (256 ± 12). Conclusión: La combinación de EUG y DFC favorece una disminución de la conducta nociceptiva. La combinación al 50% favorece la disminución del dolor de tipo inflamatorio, efecto equivalente al obtenido tras la administración individual de EUG.

Palabras Clave: Dolor, eugenol, diclofenaco, antinocicepción.

1. Introducción

El dolor es un problema de salud mundial que afecta aproximadamente a uno de cada 5 personas. El tratamiento actual incluye el uso de opioides y antiinflamatorios no esteroideos (AINE's) ya sea administrados de forma individual o en combinación con coadyuvantes. El uso de los AINE's como el diclofenaco (DFC) en el manejo del dolor radica en un aumento del riesgo de hemorragia intestinal y eventos cardiovasculares [1]. Las combinaciones de fármacos permiten que éstos sean administrados en dosis mínimas, con lo cual se favorece el aumento de la eficacia analgésica y a su vez, se limite la aparición de los efectos adversos, se simplifique la prescripción y el apego al tratamiento [2]. Los extractos de origen natural contienen moléculas con actividad antinociceptiva y debido a su origen, se espera tengan un espectro bajo de efectos adversos. En ese contexto el eugenol (EUG) es el aceite esencial obtenido del clavo aromático y se ha comprobado su efecto antinociceptivo [3] y antiinflamatorio en modelos experimentales de dolor. Este efecto se atribuye a la inhibición de la ciclooxigenasa-2, además de tener efecto sobre diferentes tipos de receptores como los opioides, NMDA y GABA4. Por lo que, el objetivo del presente

trabajo es identificar el efecto antinociceptivo de la combinación diclofenaco y eugenol mediante la prueba de formalina en 4 niveles de dosis.

2. Metodología

Para realizar el test de formalina se emplearon ratas Wistar Kioto de tres a cuatro semanas de nacidas con un peso de 250 a 300 g, obtenidas del bioterio de la Fac. de Medicina de la U.A.S.L.P. las cuales fueron mantenidas bajo condiciones constantes de ciclos de 12 horas de luz y 12 horas de oscuridad, así como agua y alimento ad libitum. Para realizar la prueba se administraron de forma intraplantar los tratamientos 20 minutos antes de aplicar 50 μ L de formalina al 5% para posteriormente, colocar la unidad experimental en un cilindro de acrílico con espejos en la parte posterior y realizar el conteo del número de sacudidas de acuerdo con el test de formalina. Los tratamientos fueron EUG (600 μ g/kg), DFC (250 μ g/kg) y las combinaciones al 12.5, 25, 50 y 75% según lo propuesto por Tallarida (2012). Las observaciones se dividieron en dos fases, la primera comprendida en la conducta evaluada entre 0 a 15 minutos y la segunda de 15 a 60 minutos. Solo se analizó la fase inflamatoria (fase 2) de la prueba. Para evaluar el efecto analgésico de los fármacos, solos y en combinación, se calculó el % de antinocicepción mediante la siguiente fórmula:

$$\% \text{ Antinocicepción} = \frac{\sum \text{sacudidas control} - \sum \text{sacudidas tratamiento}}{\sum \text{sacudidas control}} * 100 \quad (1)$$

3. Resultados

Durante la fase 1 del test de formalina (Fig. 1A) no se observa efecto de los tratamientos administrados. En la fase 2, el EUG y el DFC muestran una disminución del número de sacudidas (150 ± 32 y 88 ± 9 , respectivamente), el efecto es semejante con la combinación de DFC+EUG al 50% (149 ± 8) en comparación con el grupo de FMN (256 ± 12) (Fig. 1B).

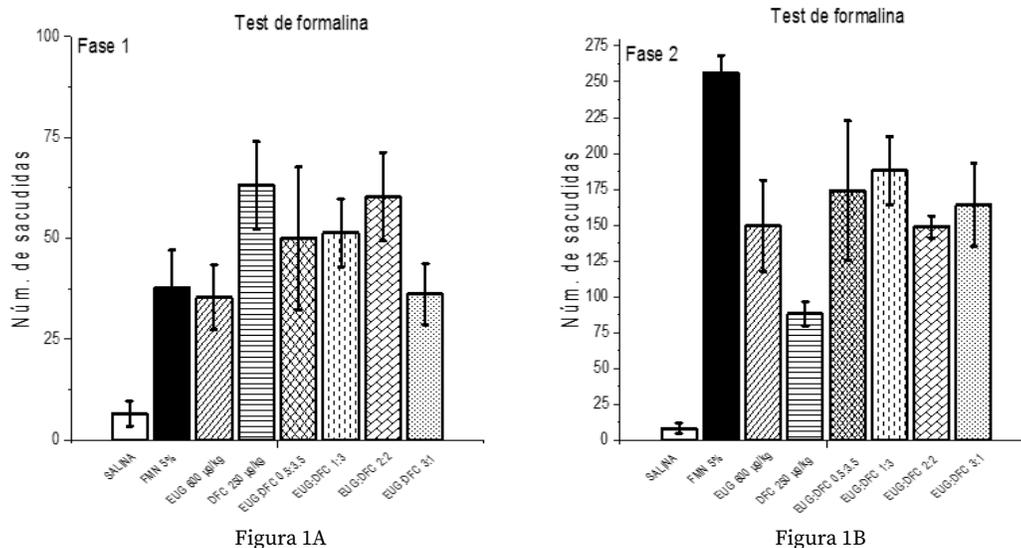


Figura 1. Evaluación del test de formalina fase 1 (1A) y fase 2 (1B), los resultados representan el $\bar{x} \pm e.e$ de una $n = 6$ unidades experimentales.

Una vez que se calculó el % de antinocicepción se observa que las combinaciones al 12.5, 25 y 75% de EUG en diclofenaco muestran un efecto superior al producido tras la administración individual de eugenol (Fig. 2).

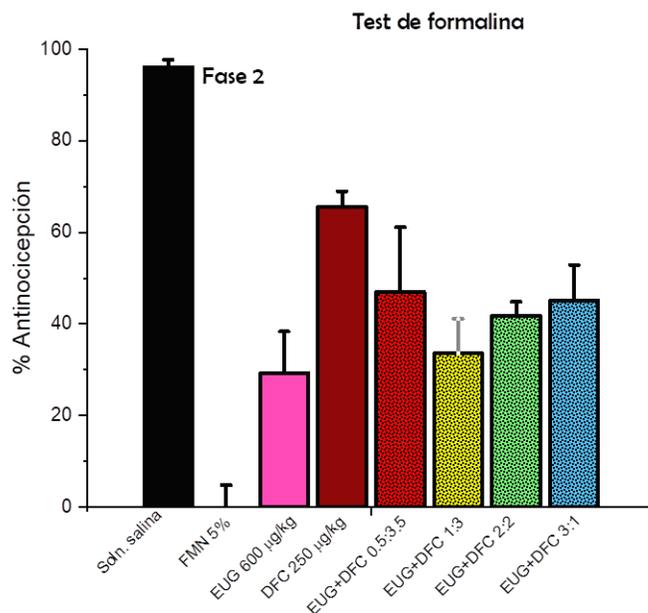


Figura 2. Porcentaje de efecto antinociceptivo de la fase 2 de la prueba de formalina. Los datos representan el $\bar{X} \pm EE$ de una $n = 6$.

4. Conclusión

Las combinaciones de eugenol con diclofenaco favorecen una disminución de la conducta nociceptiva, misma, que es superior a la alcanzada con su administración individual. Asimismo, las combinaciones al 12.5, 25 y 75% favorecen la disminución del dolor inflamatorio. Es necesario ajustar las combinaciones para identificar el tipo de interacción existente entre diclofenaco y eugenol.

Bibliografía

- [1] Zambelli VO, Gross ER, Chen Ch, Gutierrez VP, Cury Y y Mochly-Rosen D. Aldehyde dehydrogenase-2 regulates nociception in rodent models of acute inflammatory pain. *Sci Transl Med*. 2014 August 27; 6(251):1-22.
- [2] González EJR. La sinergia farmacológica aplicada a la analgesia: revisión de la combinación de ibuprofeno con codeína. *Rev Soc Esp Dolor*. 2010;17(1):51-60.
- [3] Kamkar AM, Ashraf N y Mahmoud H. Analgesic Effect of the Aqueous and Ethanolic Extracts of Clove. *AJP*. 2013; 3(2):186-192.
- [4] Dal Bo W, Luiz AP, Martins DF, Mazzardo-Martins L y Santos ARS. Eugenol reduces acute pain in mice by modulating the glutamatergic and tumor necrosis factor alpha (TNF- α) pathways. *Fundamental & Clinical Pharmacology*, doi: 10.1111/j.1472-8206.2012.01052.x
- [5] Tallarida RJ. Quantitative Methods for Assessing Drug Synergism. *Genes & Cancer*. 2012; 2(11):1003-1008.

12

Elaboración de Plásticos Biodegradables a partir de Almidón de Maíz Zea Mays

A. K. Puente-Cedillo³⁷, I. Cerón-Ovalle³⁸, A. J. Rangel-López³⁹, A. A. Vértiz-Hernández⁴⁰, A. Rodríguez-Chong⁴¹.

Resumen

Debido a la creciente problemática de contaminación a partir de desechos plásticos petroquímicos, se han realizado investigaciones en la fabricación de plásticos biodegradables que ayuden a reducir el impacto ambiental que han causado los plásticos convencionales. En este trabajo se aborda la elaboración de diferentes formulaciones un bioplástico elaborado a partir de almidón de maíz (*Zea mays*) como elemento principal, grenetina, glicerol y agua, se determinó que la concentración del glicerol es la variable que mayor efecto tiene sobre propiedades del bioplástico. Se observó que, entre mayor concentración de este elemento, mayor era el peso del bioplástico debido a la probable captura de agua dentro de la matriz del biopolímero compuesto por el almidón y la grenetina. Cabe mencionar que este trabajo comprende sólo las pruebas preliminares del

³⁷A. K. Puente-Cedillo (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Coordinación Académica Región Altiplano, Carretera Cedral km 5+600, Ejido San José de las Trojes, 78700, Matehuala, S.L.P., México.

e-mail. karen.cedillo.04@gmail.com

³⁸I. Cerón-Ovalle (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Coordinación Académica Región Altiplano, Carretera Cedral km 5+600, Ejido San José de las Trojes, 78700, Matehuala, S.L.P., México.

e-mail. israel.covalle@gmail.com

³⁹A. J. Rangel-López (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Coordinación Académica Región Altiplano, Carretera Cedral km 5+600, Ejido San José de las Trojes, 78700, Matehuala, S.L.P., México.

e-mail. azahel.rangel@uaslp.mx

⁴⁰A. A. Vértiz-Hernández (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Coordinación Académica Región Altiplano, Carretera Cedral km 5+600, Ejido San José de las Trojes, 78700, Matehuala, S.L.P., México.

e-mail. antonio.vertiz@uaslp.mx

⁴¹A. Rodríguez-Chong (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Coordinación Académica Región Altiplano, Carretera Cedral km 5+600, Ejido San José de las Trojes, 78700, Matehuala, S.L.P., México.

e-mail. antonio.rodriguez@uaslp.mx

proyecto de investigación, teniendo como objetivo la elaboración de un bioplástico que cuente con propiedades similares a una bolsa de plástico convencional.

Palabras Clave: Almidón, Bioplástico, Contaminación, Maíz.

1. Introducción

El maíz (*Zea maíz*) es un cereal originario de México [1], y es el cereal más producido en el mundo según el Consejo Internacional de Cereales [2]. De acuerdo con el Departamento de Agricultura de los Estados Unidos (USDA, por sus siglas en inglés) la producción de maíz a nivel mundial en el periodo 2017-2018 fue de 1,076.18 millones de toneladas métricas, y se estima que la producción para el 2019 aumente [3]. Este es un alimento básico en México y algunos países de América latina, principalmente se destina para consumo humano y pecuario; En México, en el periodo comprendido de octubre de 2017 a septiembre de 2018, se destinaron 12,937 miles de toneladas de maíz para consumo humano y 4,815 miles de toneladas para su consumo pecuario [4].

Este cereal cuenta con una concentración alta de almidón, 87.6 % [5], y su costo en el mercado es bajo. Se prevé que el próximo año, México cuente con una sobreproducción de maíz, lo cual haría que el precio de este disminuya aún más.

El almidón es un polisacárido de reserva para la mayoría de las plantas y vegetales. La morfología de los gránulos individuales es este varía dependiendo si se trata de un cereal, legumbre, raíz o tubérculo. Consta de cadenas de glucosa con estructura lineal o ramificada (amilosa y amilopectina, respectivamente). En exceso de agua (típicamente >60% en peso en base húmeda), el almidón experimenta una gelatinización a una temperatura en el intervalo de 50 a 90 °C, esto hace que se forme un fluido que consta de gránulos porosos dominados por amilopectina y amilosa, que forman una pasta turbia viscoelástica o gel cuando esta se enfría [6]. Este tiene diferentes usos que van desde la impartición de textura y consistencia en alimentos, adhesivos, manufactura de papel e incluso en empaques biodegradables o bioplásticos [7].

Un bioplástico es aquel material biodegradable proveniente de materias orgánicas con cualidades propias o parecidas a plásticos de origen petroquímico. El material para tener la cualidad de biodegradable o compostable, debe tener las siguientes características:

- ✚ El material debe degradarse por lo menos 90 % en peso en 6 meses en un ambiente rico en dióxido de carbono.
- ✚ Al menos el 90 % de la masa del material seleccionado debe ser reducidos a fragmentos de menos de 2 mm en contacto con materiales orgánicos por un periodo de 3 meses.
- ✚ La presencia del material no debe tener efectos negativos sobre el proceso de compostaje [8].

El reciente uso de bioplásticos está enfocado principalmente debido a que la contaminación del medio marino por productos plásticos es uno de los problemas más grandes del Siglo XXI, se estima que al rededor del 70 a 80 % de los plásticos encontrados en el mar se originan en la tierra lo cual está provocando la muerte de especies marinas en peligro de extinción [8].

Acorde a Plastics Europe, en el 2016, se produjo de alrededor de 335 millones de toneladas de plástico al rededor del mundo [9], mientras que en México se produce diariamente 86 mil 343 toneladas de basura, siendo este el país que más residuos plásticos produce a nivel mundial [10].

Debido a esta problemática, en el Estado de San Luis Potosí, a partir del 1 de enero de 2019 quedará prohibida la distribución de bolsas de plástico en comercios, esto abre la posibilidad a la producción de plásticos de origen vegetal que sean biodegradables en el ambiente, pudiendo utilizar el almidón de maíz como materia prima para la producción de éstos.

2. Materiales y Métodos

a. Obtención de almidón

El almidón se obtuvo a partir de muestras de maíz blanco (*Zea mays*) adquirido en el mercado municipal de la ciudad de Matehuala, S.L.P., bajo la metodología de Torres (2016) realizando una molienda al maíz en un molino para especias, para posteriormente ser

tamizado con una malla No. 80; se lavó la harina de maíz con agua destilada y el líquido resultante de los lavados se centrifugó a 13,000 rpm/10 minutos, se retiró el sobrenadante y el resto de los sólidos del proceso de centrifugación y lavados se llevó a un horno de secado; se secaron las muestras sólidas a 45 °C por 3 horas. Se molió nuevamente el producto obtenido del proceso de sacado y se tamizó con una malla No. 100, el producto final (almidón) se depositó en bolsas herméticas para ser almacenado.

b. Formulación de bioplástico

El diseño experimental para la elaboración del bioplástico se llevó a cabo a partir de la metodología utilizada por Buso Ríos (2018). Se utilizó almidón de maíz, grenetina, glicerol y agua destilada; se diseñaron 3 formulaciones distintas para el bioplástico: F1, F2 y F3. Cada uno de los elementos para el bioplástico se pesó de manera separada según el número de formulación. Sobre una plancha de calentamiento a 230 °C y 700 rpm, se colocó un baño de ebullición y dentro de él un vaso de precipitado, donde primero se añadió el 90 % del agua pesada y posteriormente se añadió el almidón de maíz y se dejó integrar, en seguida se añadió poco a poco la grenetina a la mezcla, después se añadió el glicerol, el 10 % de agua destilada restante se integró a la mezcla haciendo lavados en los recipientes donde se encontraban el almidón, grenetina y glicerol, asegurando de esta manera, no hubiese perdidas en el peso de los elementos utilizados.

La formulación del bioplástico se dejó a agitación constante y se monitoreó a 80 °C por 20 minutos; transcurrido el tiempo, se retiró la mezcla del calor del baño de ebullición y se dejó enfriar. Posteriormente, con ayuda de una jeringa, se depositó 10 ml de solución sobre cajas de Petri, estas se llevaron al horno de secado a 45 °C por 24 horas. Posteriormente se despegó el bioplástico de las cajas de Petri y se guardó en bolsas herméticas.

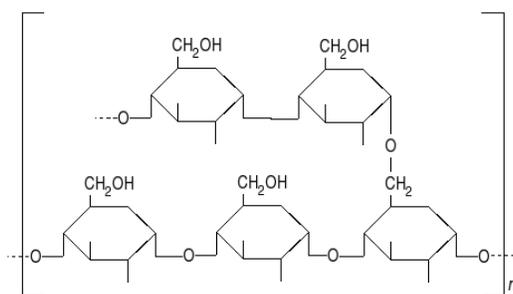


Figura 1. Estructura química de almidón.

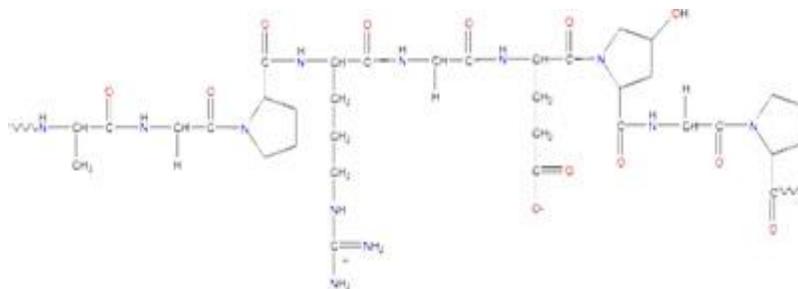


Figura 2. Estructura química de la grenetina.

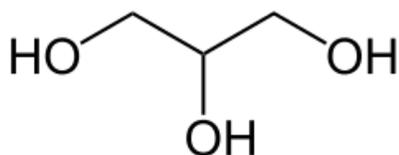


Figura 3. Estructura química del glicerol.

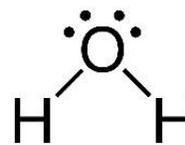


Figura 3. Estructura química del glicerol.

3. Resultados

Tabla 1. Formulaciones de Bioplástico

	Formulación 1	Formulación 2	Formulación 3
Almidón	8 %	8 %	8 %
Grenetina	2 %	2 %	2 %
Glicerol	10 %	12 %	14 %
Agua	80 %	78 %	76 %

Tabla 2. Peso Formulaciones de Bioplástico

	Peso (g/cm²)	Media (g/cm²)
	0.0701	
Formulación 1	0.0737	0.0719
	0.072	
	0.0691	
Formulación 2	0.0676	0.0686
	0.0692	

	0.0831	
Formulación 3	0.0819	0.0819
	0.0807	
	0.0044	
Plástico convencional	0.0054	0.0050
	0.0053	

A partir de la tabla 1 y la tabla 2, se puede observar que, a mayor concentración de glicerol, mayor era el peso del plástico elaborado. Además, al momento de despegar los bioplásticos de las cajas de Petri, la Formulación 3 contaba con una mayor resistencia a la fractura y presentó mayor capacidad de elongación.

4. Conclusiones

Se demostró que, en las formulaciones elaboradas de bioplástico, el glicerol juega un papel importante en la red polimérica formada, ya que este brinda las propiedades plastificantes a la solución; así mismo se mostró que, a mayor grado de glicerol, mayor grado de tensión.

En comparación con el plástico de origen petroquímico, este tenía un menor peso y mayor resistencia que las formulaciones elaboradas. Esto es debido a que los métodos y sustancias empleadas para su elaboración, distintos a los mostrados en este trabajo.

La adición de un componente proteico (gernetina) a las formulaciones del bioplástico permitió una mayor retención de agua, dando a las formulaciones una mayor elasticidad además de proporcionarles una mejor propiedad de barrera a los gases.

Se le dará seguimiento a este trabajo haciendo nuevas formulaciones que tengan características similares a las de una bolsa de plástico común, además de que se realizarán pruebas de degradabilidad a los biopolímeros elaborados.

La degradabilidad de los bioplásticos varía dependiendo de las condiciones ambientales a las que se exponen estos [13].

Referencias

- [1] Benz, B. F. (2001). Archaeological evidence of teosinte domestication from Guila Naquitz, Oaxaca. *Proceedings of the National Academy of Sciences*, 98(4), 2104–2106. <https://doi.org/10.1073/pnas.98.4.2104>.
- [2] Mercado de Cereales. Conferencia sobre Cereales. (2018). [En línea]. Consultado: 11 de diciembre de 2018. Disponible en: <https://www.igc.int/downloads/gmrsummary/gmrsumms.pdf>.
- [3] World Agricultural Production. United States Department of Agriculture. (2018). [En línea]. Consultado el 11 de diciembre de 2018. Disponible en: <https://apps.fas.usda.gov/psdonline/circulars/production.pdf>.
- [4] Cosechando números del campo (maíz blanco). SAGARPA. [En línea]. Consultado el: 06 de diciembre de 2018. Disponible en: www.numerosdelcampo.sagarpa.gob.mx/publicnew/productosAgricolas/cargarPagina/5#tab1default.
- [5] El maíz en la nutrición humana. Colección FAO: alimentación y nutrición, N°25. [En línea]. Consultado: 06 de diciembre de 2018. Disponible en: www.fao.org/docrep/t095s/T0395S03.htm#Capitulo%202%20Composicion%20quimica%20y%20valor%20nutritivo%20del%20maíz.
- [6] Rosenthal, Andrew J. (2001). *Textura de los alimentos. Medida y percepción*. Zaragoza, España: ACRIBIA.
- [7] Hernández-Medina, M., Torruco-Uco, J. G., Chel-Guerrero, L., & Betancur-Ancona, D. (2008). Caracterización fisicoquímica de almidones de tubérculos cultivados en Yucatán, México. *Ciência e Tecnologia de Alimentos*, 28(3), 718–726. <https://doi.org/10.1590/S0101-20612008000300031>.
- [8] Calabrò, P. S., & Grosso, M. (2018). Bioplastics and waste management. *Waste Management*, 78(2018), 800-801. <https://doi.org/10.1016/j.wasman.2018.06.054>
- [9] Plásticos - Situación en 2017. *PlasticsEurope*. [En línea]. Consultado: 06 de diciembre de 2018. disponible en:

https://www.plasticseurope.org/application/files/5715/1717/4180/Plastics_the_facts_2017_FINAL_for_website_one_page.pdf.

- [10] Basura. INEGI. (2018). [En línea]. Consultado el: 10 de diciembre de 2018. Disponible en: <http://cuentame.inegi.org.mx/territorio/ambiente/basura.aspx?tema=T>.
- [11] Torres Salas, María de Jesús. (2016). Caracterización fisicoquímica de biopelículas de almidón de sorgo (*Sorghum vulgare*) para el recubrimiento y conservación de fresas (*Fragaria ananassa*). (Tesis de licenciatura). Universidad Autónoma de San Luis Potosí. Matehuala, S.L.P., México.
- [12] Buso Ríos, Osiris I.(2018). Desarrollo de una película comestible de almidón de camote *Ipomoea batatas* (L.) y aceite de clavo de olor *Syzygium aromaticum* (L.): Efecto en la caracterización fisicoquímica y antimicrobiana. (Tesis de Posgrado). Universidad Politécnica de Guanajuato. Cortazar, Gto. México.
- [13] Emadian S. Mehdi, Onay Turgut T., & Damirel Burak. (2016). Biodegradation of bioplastics in natural environments. *Waste Management*, 59, 526-536. <https://doi.org/10.1016/j.wasman.2016.10.006>.

13 | Actividad Antimicótica del Óxido de Zinc decorado con Nanopartículas de Plata contra *Trichophyton Mentagrophytes*

R. Patiño-Herrera⁴², E. F. Aguilar-Rodríguez⁴³, M. Robles-Martínez⁴⁴, E. Pérez-López⁴⁵.

Resumen

En este trabajo se investigó el comportamiento antimicótico del óxido de zinc decorado con nanopartículas de plata (ZnO-AgNPs) para atacar *Trichophyton mentagrophytes* (T mentagrophytes). El tamaño de la decoración de plata se moduló durante la síntesis de Ag₂O y Ag₀ en solución acuosa a pH 11, 12 y 14, obteniendo el tamaño más pequeño a pH 12 y el más grande a pH 14. En pruebas ex situ, ZnO-AgNPs evita con éxito el crecimiento de T mentagrophytes, el porcentaje de inhibición micelial (PMI) de la fórmula F12 fue de 91.76% mientras que las fórmulas F12 y F14 fueron del 100%, tampoco presentan toxicidad en la viabilidad celular, incluso la fórmula F12 promovió el crecimiento celular. Además, una vez que T mentagrophytes ha crecido, se convierte en un biofilm hidrofóbico, cuyo ángulo de contacto con el agua (WCA) fue de $127 \pm 3^\circ$, lo que demuestra que ninguna solución acuosa tendrá actividad antimicótica contra el biofilm de T mentagrophytes. Se ha propuesto una sus-pensión de ZnO-AgNPs en un fluido hidrofóbico (poli-dimetilsiloxano, PDMS) que permitió que las partículas permearan y permitió un contacto

⁴²R. Patiño-Herrera (✉)
Instituto Tecnológico de Celaya.
Departamento de Ingeniería Química, ITM, Antonio García Cubas 600, Fovissste, Celaya, Gto., México.
e-mail. roos_ph@iqcelaya.itc.mx

⁴³E. F. Aguilar-Rodríguez (✉)
Instituto Tecnológico de Celaya.
Departamento de Ingeniería Química, ITM, Antonio García Cubas 600, Fovissste, Celaya, Gto., México.
e-mail. aguilar_rodriguez_francisco@hotmail.com

⁴⁴M. Robles-Martínez (✉)
Universidad Autónoma de San Luis Potosí.
Doctorado Institucional de Ciencia e Ingeniería de los Materiales, Av. Sierra Leona 550, Lomas 2a. Sección, CIACYT, Lomas de San Luis, 78210 San Luis Potosí, S.L.P., México.
e-mail. robles.mar@hotmail.com

⁴⁵E. Pérez-López (✉)
Universidad Autónoma de San Luis Potosí.
Instituto de Física, Avenida Doctor Manuel Nava 6, Zona Universitaria, 78290 San Luis, S.L.P., México.
e-mail. jelias.perez@gmail.com

directo con la biopelícula, que se eliminó con éxito. Estos resultados sugieren que los ZnO-AgNPs en un fluido hidrófobo emergen como una alternativa viable para el tratamiento de infecciones fúngicas.

Palabras Clave: ZnO-AgNPs, Actividad antimicótica Trichophyton mentagrophytes Biofilm, Sistemas hidrofóbicos.

1. Introducción

La onicomycosis es causada por dermatofitos, levaduras, mohos y no dermatofitos. Trichophyton, Microsporum y Epidermophyton son responsables de casi el 90% de las onicomycosis de uñas y al menos el 50% de las infecciones de uñas; de ellos, Trichophyton rubrum y Trichophyton mentagrophytes son las especies más comunes de infección de uñas [1]. El tratamiento tópico no es efectivo como terapia oral, ambos se asocian con altas tasas de fracaso y recaída del tratamiento [2], esto puede deberse a una penetración inadecuada a través de la queratina de la uña. Actualmente, la terbinafina oral es el tratamiento de primera línea de la onicomycosis; tiene una tasa de curación clínica del 60% y una tasa de recurrencia del 20% al 50% [1]. Los antifúngicos azoles alternativos (itraconazol y fluconazol), así como la griseofulvina, tienen tasas de curación clínica aún más bajas. El tratamiento de la onicomycosis puede tomar una terapia antimicótica durante un tiempo prolongado, generalmente 12 semanas de administración oral, que tiene efectos secundarios e interacciones con otros medicamentos clínicos. Además, este tratamiento puede ser costoso [3-5]. Finalmente, las recaídas de la enfermedad son comunes, especialmente en la onicomycosis de las uñas. Pacientes cuyos fallos de tratamiento nunca estuvieron libres de enfermedades e infecciones durante décadas. La onicomycosis, desde un punto de vista médico, se considera un problema cosmético que no requiere tratamiento; sin embargo, la onicomycosis es una causa importante de citas médicas, ausentismo laboral y, a menudo, produce una disminución en la calidad de vida de quienes la padecen [6-8]. Además, la autocontaminación de otras partes del cuerpo es un riesgo conocido [9]. Por estas razones, existe la necesidad de encontrar un tratamiento efectivo con un riesgo mínimo.

Recientemente, el óxido de zinc (ZnO) se ha vuelto popular desde que fue reconocido como un material seguro por la Administración de Drogas y Alimentos [(21CFR182.8991) (FDA, 2011)] y su actividad antibacteriana se conoce desde hace mucho tiempo [10]. Debido a sus propiedades químicas y físicas, el óxido de zinc se utiliza ampliamente como relleno en la industria del caucho, componente en las industrias farmacéutica, cosmética, absorbente de la radiación UV en la industria textil, electrónica y electro-tecnología, fotocatalisis; en la producción de silicatos de zinc, tintas tipográficas y offset, criminología, biosensores, procesos de producción y envasado de productos cárnicos y vegetales, entre otros [11]. A través de una síntesis hidrotérmica, Wysokowski et al. logro el crecimiento de nanocristales hexagonales de ZnO en el sustrato de la β -quitina, este nanocompuesto mostró actividad antibacteriana contra bacterias Grampositivas [12]. Por otro lado, el cáncer es un problema global debido a que la mayoría de los tumores son resistentes a los medicamentos, se han creado dos nuevas modalidades de tratamiento dirigido, la terapia fotodinámica y la terapia sonodinámica, que son una alternativa a la quimioterapia o la radioterapia. En estos nuevos tratamientos, los investigadores se centran en dos sensibilizadores inorgánicos en su escala nanométrica: el dióxido de titanio y el óxido de zinc como nuevos agentes en el tratamiento de tumores [13].

Las nanopartículas metálicas se presentan como una estrategia poderosa y versátil contra los microorganismos. Se sabe que tanto la plata metálica como los iones de plata son agentes biocidas efectivos para atacar patógenos como bacterias, virus, microorganismos eucarióticos y hongos atacantes incluso a bajas concentraciones [14]. Se ha demostrado que la capacidad microbiológica de la plata aumenta cuando este material está en forma de nanopartículas [15]. Las sales de plata son fotoquímicamente inestables, formando productos negros, grises o marrones. La plata no tiene generalmente efectos adversos para los humanos [16].

Para fabricar materiales nanocompuestos con propiedades mejoradas, las películas de bionocompuestos se moldearon con nanopartículas de óxido de zinc plata (ZnO-AgNPs) estabilizadas por nanocristales de celulosa como cargas en matrices de poli (alcohol vinílico) / quitosano. Esas películas de bionanocompuestos mostraron una excelente actividad antimicrobiana, *Salmonella choleraesuis* y *Staphylococcus aureus* [20]. Así, los

compuestos de óxido de zinc dopados con nanopartículas de plata ofrecen una aplicación potencial en el tratamiento y prevención de la onicomicosis.

El objetivo de esta investigación es demostrar que el óxido de zinc decorado con nanopartículas de plata puede mostrar actividad antimicótica. Para este propósito, el gran potencial de las nanopartículas de plata soportadas en ZnO ofrece una amplia posibilidad de síntesis, que permite obtener materiales altamente dispersos en un rango de tamaño de nanómetro controlado con síntesis de pH en condiciones simples. Dependiendo del pH durante el proceso de síntesis, se sintetizaron y evaluaron tres formulaciones de ZnO-AgNPs a diferentes dosis contra el crecimiento de *T mentagrophytes*. La actividad biocida de ZnO-AgNPs en solución acuosa y aceitosa se probó en biopelículas de *T mentagrophytes*, mostrando una mayor efectividad que la segunda.

a) Productos químicos y material biológico

Nitrato de plata (AgNO_3 , $\geq 99.9\%$, Sigma Aldrich), óxido de zinc (ZnO , $\geq 99\%$, Sigma Aldrich), hidróxido de sodio (NaOH , $\geq 98\%$, Sigma Aldrich), agua desionizada, agar de dextrosa de patata (PDA, suministrado por MCD-Lab), azul de lac-tofenol (Sigma Aldrich), *T. mentagrophytes* (ATCC® 9533TM), se mantuvo en pendientes PDA (3.2% [w / v] infusión de papa, 0.33% [p / v] de dex-trosa, 0.25% [p / v] agar bacteriológico) y se subcultivaron cada 15 días para prevenir transformaciones pleomorfas, osteoblastos de mandíbula humanos obtenidos por explantes (G5421), medio de cultivo celular (Modificado de Dulbecco Eagle's Medium, DMEM, Biochrom KG), suero de bovino fetal (FBS, Biowest, Francia), penicilina ($\text{C}_{16}\text{H}_{17}\text{N}_2\text{NaO}_4\text{S}$, Sigma Aldrich), estreptomycin ($\text{C}_{21}\text{H}_{39}\text{N}_7\text{O}_{12}$ H₂ 1.5 H₂SO₄, Sigma Aldrich), reactivo de MTS (Promega Co., WI, USA).

b) Síntesis de ZnO-AgNPs

La deposición de nanopartículas de plata sobre la superficie del óxido de zinc se basó en la reducción química de AgNO_3 . Se molió ZnO en mortero de ágata y luego se preparó una suspensión acuosa de ZnO agregando 2 g de ZnO a 45 ml de agua desionizada. Se disolvieron 0,47 g de AgNO_3 en 5 ml de agua y se agregaron a una suspensión de ZnO, manteniendo la agitación. Los valores de pH de la suspensión se ajustaron a 11, 12 y 14 (Muestras F11, F12

y F14) con NaOH 2.0M. Se añadió agua a cada muestra para obtener hasta 100 ml y se sometió a tratamiento sónico durante 15 minutos. Durante la deposición de nanopartículas de plata en óxido de zinc, las muestras se protegieron de la luz visible. Cada muestra se mezcló durante tres horas a 25 °C, luego las muestras se centrifugaron y se enjuagaron con agua desionizada; finalmente, las muestras se secaron en un horno a 60 °C durante 12 h.

La figura 1 muestra el mecanismo propuesto para ZnO decorado con formación de AgNPs. Los polvos de ZnO se dispersaron por ultrasonidos en agua. Durante el proceso de síntesis, se utilizó NaOH para controlar el pH (11, 12 o 14) del medio de reacción, aumentando los iones OH⁻ en la solución, por lo que los iones Ag⁺ reaccionan con los iones OH⁻ para formar AgOH instantáneamente, y luego se convierten en Núcleos Ag₂O [21]. Durante este proceso, algo de plata se convirtió en núcleos Ag⁰. Los núcleos de Ag₂O y los núcleos de Ag⁰ luego crecieron en el óxido de zinc para formar ZnO decorado con nanopartículas de Ag.

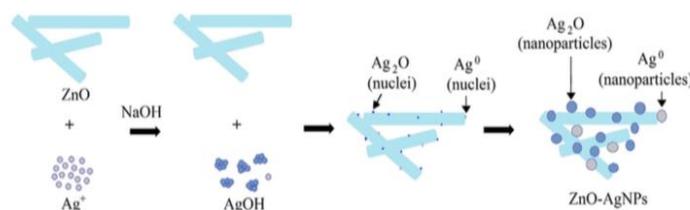


Figura 1. Síntesis del sistema ZnO/AgNPs.

c) Caracterización de los polvos de ZnO-AgNPs

Para determinar la presencia e interacción de las nanopartículas de plata (AgNPs) entre ellas y la ZnO, espectroscopia de infrarrojo de transformación de Fourier (FTIR) fue utilizado. Los datos se recolectaron, en un rango espectral de 4000 a 500 cm⁻¹, a temperatura ambiente (25 °C) usando un espectrómetro FTIR Nicolet Nexus 470 (Nicolet, Madison, WI) y se procesaron con el software OM-NIC E.S.P.5.1 (Nicolet). La morfología, la composición y el tamaño de los AgNP se determinaron utilizando un microscopio electrónico de transmisión (Jeol JEM 1230, Tokio, Japón) con un voltaje de aceleración de 100 kV a temperatura ambiente (25 °C). El tamaño de las partículas de plata se determinó con el software DigitalMicrograph™. Además, para cuantificar la plata adsorbida en ZnO, se utilizó el modo de espectroscopia de rayos X de dispersión de energía en un microscopio

electrónico de transmisión (TEM) para realizar un análisis elemental (EDS) para las muestras de ZnO-AgNPs.

a. Evaluación de la viabilidad celular (ensayos MTS)

El ensayo MTS se utilizó para determinar la viabilidad celular de ZnO-AgNPs más un cultivo de células primarias ya establecido en el laboratorio de células de osteoblastos humanos de mandíbula, obtenido por el explante G5421. Se sembraron sus-pensiones de células individuales (1.5×10^6 células / pocillo) en placas de 96 pocillos con medio de cultivo celular suplementado con suero bovino fetal al 20% (FBS, Biowest, Francia) y penicilina y estreptomycin como rutina antimicrobiana (100 UI/mL y $100 \mu\text{g/mL}$, respectivamente) durante 24 h para la unión celular y la propagación. Posteriormente, los medios de cultivo se cambiaron a medio estándar que contenía 0, 1, 10 y $100 \mu\text{g}$ de ZnO – AgNPs/mL, las células se cultivaron durante 7 días. Luego se agregó reactivo MTS y las células se incubaron durante 2 horas a 37°C en una atmósfera de 5% de CO_2 y 95% de humedad relativa. La absorbancia del colorante de formazán formado se cuantificó con un lector de placas de microtitulación (Multiscan SK, Thermo Scientific) medido fotométricamente a 492 nm .

b. Estudios antimicóticos (prueba de difusión en agar)

La evaluación inhibitoria del crecimiento de T mentagrophytes por ZnO-AgNPs se realizó mediante el método de difusión en agar. Para este propósito, T mentagrophytes se cultivó siete días a 25°C en 50 ml de medio PDA en una placa de Petri ($90 \times 15 \text{ mm}$), luego se extrajeron cilindros de agar (0.5 mm en el diámetro) con T mentagrophytes. Inocular el medio de cultivo con fórmulas sintetizadas. Se probaron dos formas de difusión de ZnO-AgNPs en PDA. Primero, en diferentes placas de Petri, una para cada fórmula antimicótica (F11, F12 y F14), se dispersaron 0.1031 g de fórmula en 1 ml de agua, luego se mezcló con 50 ml de medio PDA, la mezcla se homogeneizó mediante Se agitó manualmente y se dejó que la PDA se solidificara a 25°C en una placa de Petri. Se colocaron unos cilindros de agar con T mentagrophytes en el medio encima del medio PDA, el hongo quedó atrapado entre el PDA y el cilindro de agar, como una arena, y luego las muestras se in-cubaron durante

siete días. a 25 °C. Se preparó una muestra de control con el mismo proceso sin agregar la fórmula de ZnO-AgNPs. Cada tratamiento de formulación respectiva se realizó por triplicado.

En la segunda vía de difusión, se dispersaron 0,1031 g de fórmula antimicótica en 1 ml de agua y se esparció sobre la superficie de 50 ml de PDA solidificando a 25 °C en cada placa de Petri (90 × 15 mm), una para cada fórmula antimicótica (F11, F12 y F14). Se colocó un cilindro de agar con T mentagrophytes en el medio encima del medio PDA, luego las muestras se incubaron siete días a 25 °C. Se preparó un control con el mismo proceso sin agregar la fórmula de ZnO-AgNPs. Cada tratamiento de formulación respectiva se realizó por triplicado.

2. Resultados

a. Estudios de infrarrojos transformados de Fourier (FTIR)

El material sintético de ZnO-AgNPs se analizó por FTIR en el rango de 500 a 4000 cm^{-1} a temperatura ambiente (Fig. 2). La banda débil a 1604 cm^{-1} y 1431 cm^{-1} está relacionada con los modos de estiramiento simétricos y asimétricos asignados al C=O atmosférico adsorbido sobre ZnO, los picos a 875, 1336 y 1431 cm^{-1} pueden ser modos de carbonato (CO₃). Las vibraciones que se originan a partir del precursor utilizado para sintetizar las ZnO-AgNPs y los picos a 700 y 1097 cm^{-1} pueden originarse a partir de impurezas de los modos vibracionales de carbono y grupo hidroxilo producidos a partir de los precursores [25]. Las bandas alrededor de 1205 y 1151 cm^{-1} se deben al estiramiento y la frecuencia de flexión del oxígeno. La banda a 1025 cm^{-1} está relacionada con el modo de estiramiento C=O [26]. Los picos a 803 y 729 cm^{-1} se asignan a las frecuencias de estiramiento y de flexión de Zn-O-H y Zn-O-Zn, respectivamente [27]. Las bandas observadas por debajo de 700 cm^{-1} se atribuyen a los enlaces de oxígeno metálico (Ag-O y Zn-O) correspondientes a diferentes elementos metálicos presentes en la muestra.

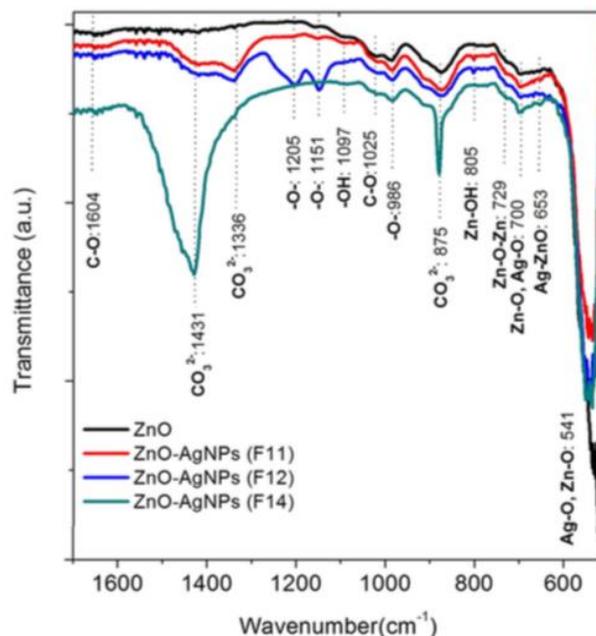


Figura 2. FTIR de sistema ZnO-Ag a diferentes pH: 11 (F11), 12 (F12) y 14 (F14) y ZnO.

b. Tamaño y morfología superficial

La morfología de la superficie de ZnO y el polvo de ZnO-AgNPs resultante se examinaron utilizando un microscopio electrónico de transmisión (TEM). En la figura 3A, se observa que la morfología del óxido de zinc es principalmente en forma de varilla; el análisis elemental (EDS) indica que la muestra tiene oxígeno (24.4%) y zinc (75.6%). Las imágenes TEM de ZnO-AgNPs se muestran en la figura 3 B, C y D, la morfología de la superficie de ZnO decorada con partículas de Ag muestra aglomeraciones de plata casi esféricas dispersas sobre toda la superficie de la ZnO. El análisis elemental indica que a pH = 11, el 15.9% de Ag se adsorbe en ZnO, a pH = 12 la presencia de Ag aumenta a 16.4% y a pH = 14 disminuye a 15%. Estos datos indican que la síntesis de pH causa cambios notables en el tamaño de los aglomerados, el tamaño más pequeño de la plata puede penetrar fácilmente en el hongo y destruirlo [29]; aunque todas las muestras son nanométricas, se espera que la muestra F12 tenga una mayor actividad antimicótica.

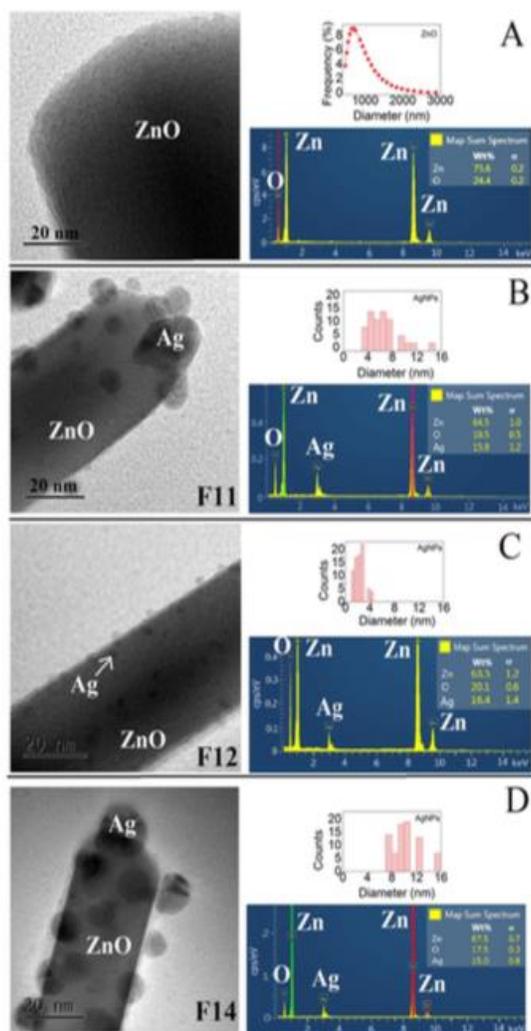


Figura 3. Imágenes TEM de A) ZnO, B) ZnO-AgNP pH 11, C) ZnO-AgNP pH 12, D) ZnO-AgNP pH 14 y análisis elemental de las muestras.

c. Evaluación de la viabilidad celular (ensayos MTS)

La proliferación de osteoblastos se produce en todas las muestras (figura 4), pero la proliferación celular a una concentración de $1 \mu\text{g/ml}$ estimula un aumento del crecimiento celular de 11.7, 30.88 y 4.65% para las muestras F11, F12 y F14, respectivamente; en comparación con el control establecido en 100% de viabilidad celular. Las tres muestras demuestran propiedades similares de crecimiento de osteoblastos. Mientras que, si la concentración de ZnO-AgNPs es de $10 \mu\text{g/mL}$, el crecimiento celular es de 90.29, 130.48 y 81.72% para las muestras F11, F12 y F14, respectivamente. Por otro lado, si la concentración de ZnO-AgNPs es de $100 \mu\text{g/mL}$, el crecimiento celular es 58.69, 97.81 y 61.28% para las muestras F11, F12 y F14, respectivamente.

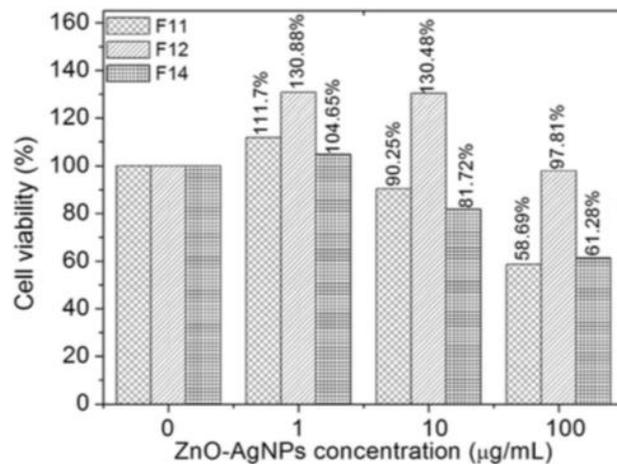


Figura 4. Efecto de ZnO-AgNPs (concentraciones: 0, 1, 10 y 100 $\mu\text{g/mL}$) sobre la viabilidad celular de las muestras: F11, F12 y F14. La actividad metabólica como indicador de la viabilidad celular se midió con el ensayo MTS en osteoblastos humanos (viabilidad celular, %) (réplicas: 8).

d. Estudios antimicóticos para prevenir el crecimiento de *T mentagrophytes*

La actividad antimicótica del óxido de zinc decorado con nanopartículas de plata sintetizadas a diferentes pH se investigó contra las cepas de *T mentagrophytes* utilizando dos métodos. Una cantidad de 0,1 g de polvo de ZnO-AgNPs sintetizado se dispersó en 1 ml de agua y se homogeneizó con un agitador durante 15 minutos.

En la primera forma, la suspensión de ZnO-AgNPs se mezcló en PDA antes de que se solidifique, aquí notamos que la mayoría del polvo de ZnO-AgNPs fue sedimento en la parte inferior de PDA, pero una vez que el agar se solidificó, parte de este polvo quedó atrapado en el interior del agar (Figura 5).

En la segunda forma de análisis antimicótico, una vez que el agar se solidificó, la suspensión de ZnO-AgNPs se extendió sobre la superficie, luego en el centro se colocó un cilindro de agar con *T mentagrophytes* (5 mm de diámetro) y se incubó durante 7 días. Mientras que el control crece abundantemente en la superficie, las tres formulaciones de ZnO-AgNPs por contacto directo con *T mentagrophytes* inhiben su crecimiento, sin embargo, la muestra F11 con menor diámetro de aglomeración de plata muestra un ligero crecimiento (7 ± 0.05 mm), ver Fig. 6, este es un porcentaje de inhibición micelial (PMI) de 91.76% para la fórmula F11 y 100% para las fórmulas F12 y F14. Esto significa que cuanto mayor sea el tamaño de partícula, mayor será la inhibición del crecimiento de hongos. Entre los factores responsables de la actividad antimicótica de ZnO-AgNPs se encuentran los siguientes: Los polvos de ZnO-AgNPs pueden interactuar directamente con el hongo

membrana celular que inhibe la replicación del ADN, la degradación de proteínas y enzimas, la degradación de las estructuras citoplásmicas y la inhibición de la actividad micótica celular. [27], mediante la liberación de iones de zinc (Zn^{2+}) e iones de plata (Ag^+) tras la oxidación de la superficie [37], o mediante interacciones electrostáticas entre los iones liberados y la pared celular del hongo [33], por generación de especies reactivas de oxígeno (ROS) [38] y el tamaño de los grupos de plata [20]. Todos estos factores pueden conducir a la ruptura de la membrana celular; la fuga de contenidos intracelulares puede causar la contracción de la membrana celular y, por lo tanto, la muerte celular [39].

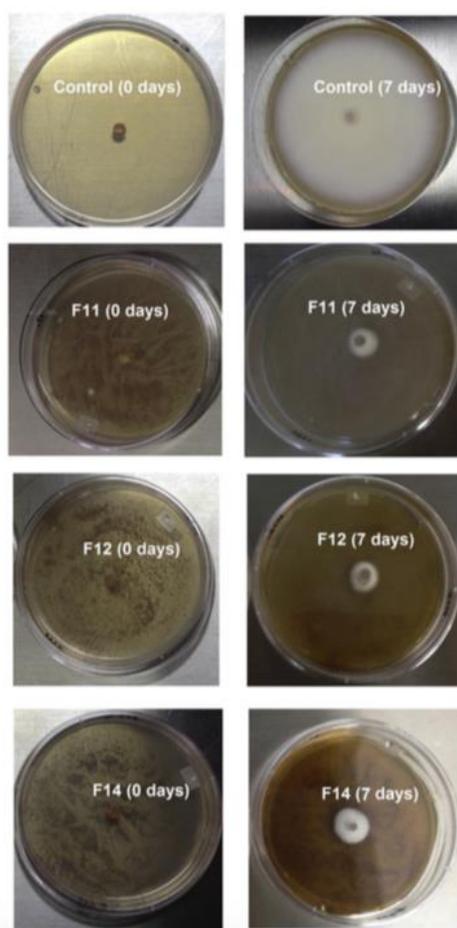


Figura 5. Zona de inhibición contra *T. mentagrophytes* de la muestra de control y fórmulas (ZnO-AgNPs) F11, F12 y F14 (Síntesis a pH = 11, 12 y 14, respectivamente). La suspensión de ZnO-AgNPs se mezcló en PDA antes de que solidifique. El lado derecho está antes de la incubación y el lado izquierdo está después de 7 días de incubación.

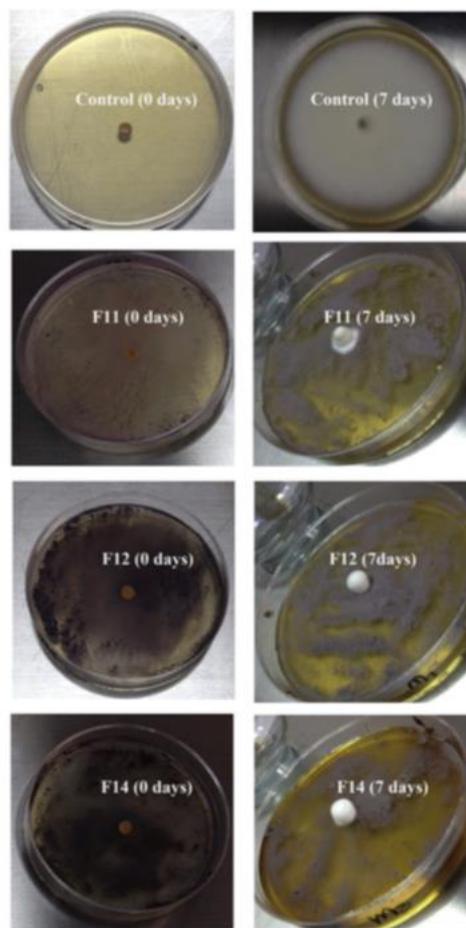


Figura 6. Zona de inhibición contra *T. mentagrophytes* de la muestra de control y fórmulas (ZnO-AgNPs) F11, F12 y F14 (Síntesis a pH = 11, 12 y 14, respectivamente). La suspensión de ZnO-AgNPs se extendió sobre la superficie del agar. El lado derecho está antes de la incubación y el lado izquierdo está después de 7 días de incubación.

3. Conclusiones

De acuerdo con DLS, el tamaño promedio de las partículas de ZnO fue de 857.9 nm , mientras que las fórmulas F11, F12 y F14 se decoraron con AgNPs con diámetros de 6.66 ± 2.67 , 2.32 ± 0.82 y $10.39 \pm 2.26 \text{ nm}$, su forma fue cuasi esférica. Forma aglomerados de plata, formados principalmente por Ag₂O y Ag. Variando las concentraciones de estas fórmulas de 1 a $100 \mu\text{g/mL}$, las muestras antimicóticas no fueron tóxicas para los osteoblastos y, según la viabilidad celular, se encontró que la proliferación de osteoblastos se ve favorecida por la muestra F12 a una concentración de 1 a $10 \mu\text{g/mL}$. Los ZnO-AgNPs sintetizados bajo diferentes pH demostraron una actividad antimicótica observable contra *T mentagrophytes*. La actividad antimicótica se probó con las fórmulas ubicadas en el fondo del recipiente de agar, pero la difusión a la superficie de las partículas de ZnO-AgNPs fue suficiente para inhibir el crecimiento del hongo. El porcentaje de inhibición micelial (PMI) para las fórmulas F11, F12 y F14 fue de 88.23%, 85.88% y 81.76% de crecimiento de hongos, respectivamente. Esto indica que la difusión de partículas fue menor al aumentar su tamaño. Por otro lado, la actividad antimicótica se probó colocando las partículas en la superficie del agar solidificado, lo que impidió el crecimiento de hongos; sin embargo, la muestra F11 con una síntesis de pH más pequeña muestra un ligero crecimiento ($7 \pm 0.05 \text{ mm}$), que corresponde a un PMI de 91.76%, mientras que el PMI de fórmulas F12 y F14 fue del 100%. Además, una vez que se forma la biopelícula, la solución acuosa no presenta actividad antimicótica debido a la naturaleza hidrófoba de la biopelícula ($\text{WCA } 127 \pm 3^\circ$). Dado que los resultados de la prueba de viabilidad celular y PMI sugieren que la mejor fórmula era F12, preparamos suspensiones de partículas de ZnO-AgNPs (fórmula F12) en PDMS, que es un fluido hidrofóbico y permite crear una interfaz biocompatible. Esta suspensión inhibió exitosamente el crecimiento de *T mentagrophytes*.

Referencias

- [1] D. Westerberg, M. Voyack, Onychomycosis: current trends in diagnosis and treatment, *Am. Fam. Physician* 88 (2013) 762–770.
- [2] J. Larruskain, L. Piñeiro, P. Idigoras, E. Pérez-Trallero, Dermato-fitosis con lesiones concurrentes a distancia. Importancia pronóstica y terapéutica, *Enferm. Infecc. Microbiol. Clin.* 23 (2005) 191–193.
- [3] A.Gupta,P.Taborda,V.Taborda,J.Gilmour,A.Rachlis,I.Salit,R.C.Summerbell,Epidemiology and prevalence of onychomycosis in HIV-positive individuals, *Int. J. Dermatol.* 39 (2000) 746–753.
- [4] L. Potter, S. Mathias, M. Raut, F. Kianifard, A. Tavakkol, The OnyCOE-tTM questionnaire: responsiveness and clinical meaning-fulness of a patient-reported outcomes questionnaire for toenail onychomycosis, *Health Qual. Life Outcomes* 4 (2006) 1–8.
- [5] A. Llambrich, M. Lecha, M., Tratamiento actual de las onicomiosis, *Rev. Iberoam. Micol.* 19 (2002) 127–129.
- [6] S.Maraki,E.Nioti,E.Mantadakis,Y.Tselentis,A7yearsurveyofdermatophytosesin Crete, Greece, *Mycosis* 50 (2007) 481–484.
- [7] S. Eisman, R. Sinclair, Fungal nail infection: diagnosis and management, *Br. Med. J.* 348 (2014) 1800.
- [8] L.A.Drake,R.K.Sher,E.B.Smith,etal.,Effectofonychomycosisonqualityoflife, *J. Am. Acad. Dermatol.* 38 (1998) 702–704.
- [9] E. Cavallera, M. Asbati, Onicomiosis por hongos filamentosos no dermatofitos, *Dermatovenerologia* 44 (2006) 4–10.
- [10] K.M.Reddy,K.Feris,J.Bell,D.G.Wingett,C.Hanley,A.Punnoose,Selectivetoxicity of zinc oxide nanoparticles to prokaryotic and eukaryotic systems, *Appl. Phys. Lett.* 90 (2007) 213902–213903.
- [11] A. Kołodziejczak-Radzimska, T. Jesionowski, Zinc oxide-from synthesis to application: a review, *Materials* 7 (2014) 2833–2881.

- [12] M. Wysokowski, M. Motylenko, H. Stöcker, V.V. Bazhenov, E. Langer, et al., An extreme biomimetic approach: hydrothermal synthesis of b-chitin/ZnO nanostructured composites, *J. Mater. Chem. B* 46 (2013) 6469–6476.
- [13] J. Bogdan, J. Pławińska-Czarnak, J. Zarzyńska, Nanoparticles of titanium and zinc oxides as novel agents in tumor treatment: a review, *Nanoscale Res. Lett.* 12 (2017) 225–240.
- [14] M. A. Radzig, O. A. Koksharova, I. A. Khmel, Antibacterial effects of silver ions on growth of gram negative bacteria and biofilm formation, *Mol. Genet. Microbiol. Virol.* 24 (2009) 194–199.
- [15] S. Pal, Y. K. Tak, J. M. Song, Does the antibacterial activity of silver nanoparticles depend on the shape of the nanoparticle? A study of the gramnegative bacterium *Escherichia coli*, *Appl. Environ. Microbiol.* 73 (2007) 1712–1720.
- [16] S. Simon, Bacterial silver resistance: molecular biology and uses and misuses of silver compounds, *FEMS Microbiol. Rev.* 27 (2003) 341–353.
- [17] Y. Shan, Y. Yang, Y. Cao, C. Fu, Z. Huang, Synthesis of wheatear like ZnO nano arrays decorated with Ag nanoparticles and its improved SERS performance through hydrogenation, *Nanotechnology* 27 (2016) 145502–145513.
- [18] M. E. Koleva, N. N. Nedyalkov, P. A. Atanasov, N. Fukata, M. Dutta, Optical properties of Ag-ZnO nano structures, *Proc. SPIE Int. Soc. Opt. Eng.* 9447 (2015) 94470–94477.
- [19] R. Saravanan, M. M. Khan, V. K. Gupta, E. Mosquera, F. Gracia, V. Narayanan, A. Stephen, ZnO/Ag/Mn₂O₃ nano composite for visible light induced industrial textile effluent degradation, uric acid and ascorbic acid sensing and antimicrobial activities, *RSC Adv.* 5 (2015) 34645–34651.
- [20] S. Azizi, M. B. Ahmad, M. Z. Hussein, N. A. Ibrahim, F. Namvar, Preparation and properties of poly(vinyl alcohol)/chitosan blend bionanocomposites reinforced with cellulose nanocrystals/ZnO-Ag multifunctional nanosized filler, *Int. J. Nanomedicine* 9 (2014) 1909–1917.

- [21] R. Lamba, A. Umar, S. K. Mehta, S. K. Kansal, Enhanced visible light driven photocatalytic application of Ag₂O decorated ZnO nanorods heterostructures, *Sep. Purif. Technol.* 183 (2017) 341–349.
- [22] C. E. Tanase, A. Sartoris, M. I. Popa, L. Verestiuc, R. E. Unger, C. J. Kirkpatrick, Invitro evaluation of biomimetic chitosan–calcium phosphate scaffolds with potential application in bone tissue engineering, *Biomed. Mater.* 8 (2013) 025002–0250012.
- [23] D. K. Pandey, N. N. Tripathi, R. D. Tripathi, S. N. Dixit, Fungitoxic and phytotoxic properties of the essential oil of *H. suaveolens*, *Z. Pflanzenkrankh. Pflanzenschutz* 89 (1982) 344–349.
- [24] J. T. Gannon, V. B. Manilal, M. Alexander, Relationship between cell surface properties and transport of bacteria through soil, *Appl. Environ. Microbiol.* 57 (1991) 190–193.
- [25] M. Altunbek, A. Baysal, M. Çulha, Influence of surface properties of zinc oxide nanoparticles on their cytotoxicity, *Colloids Surf. B* 121 (2014) 106–113.
- [26] K. Ravichandran, K. Saravanakumar, R. Chandramohan, V. Nandhakumar, Influence of simultaneous doping of Cd and F on certain physical properties of ZnO nanopowders synthesized via a simple soft chemical route, *Appl. Surf. Sci.* 261 (2012) 405–410.
- [27] I. Matai, A. Sachdev, P. Dubey, S. U. Kumar, B. Bhushan, P. Gopinath, Antibacterial activity and mechanism of Ag–ZnO nano-composite on *S. aureus* and GFP-expressing antibiotic resistant *E. coli*, *Colloids Surf. B* 115 (2014) 359–367.
- [28] A. Jafari, M. Ghane, S. Arastoo, Synergistic antibacterial effects of nano zinc oxide combined with silver nanocrystals, *Afr. J. Microbiol. Res.* 5 (2011) 5465–5473.
- [29] K. Ravichandran, P. Sathish, S. Snega, K. Karthika, P. V. Raj-kumar, K. Subha, B. Sakthivel, Improving the antibacterial efficiency of ZnO nanopowders through simultaneous anionic (F) and cationic (Ag) doping, *Powder Technol.* 274 (2015) 250–257.
- [30] T. M. Sabine, S. Hogg, The wurtzite Z parameter for beryllium oxide and zinc oxide, *Acta Cryst B* 25 (1969) 2254–2256.

- [31] J. D. Hanawalt, H. W. Rinn, L. K. Frevel, *Chemical analysis by X-ray diffraction*, Ind. Eng. Chem. Anal. Ed. 10 (1938) 457–512.
- [32] L. Alexander, H.P. Klug, Determination of crystallite size with the X-ray spectrometer, *J. Appl. Phys.* 21 (1950) 137–142.
- [33] S. Ghosh, V. Goudar, K. Padmalekha, S. Bhat, S. Indi, H. Va-san, ZnO/Ag nanohybrid: synthesis, characterization, synergistic antibacterial activity and its mechanism, *RSC Adv.* 2 (2012) 930–940.
- [34] S. Agnihotri, S. Mukherji, S. Mukherji, Immobilized silver nanoparticles enhance contact killing and show highest efficacy: elucidation of the mechanism of bactericidal action of silver, *Nano* 5 (2013) 7328–7340.
- [35] S. Agnihotri, G. Bajaj, S. Mukherji, S. Mukherji, Arginine-assisted immobilization of silver nanoparticles on ZnO nanorods: an enhanced and reusable antibacterial substrate without human cell cytotoxicity, *Nano* 7 (2015) 7415–7429.
- [36] X. Wu, W. K. Li, H. Wang, Facile fabrication of porous ZnO microspheres by thermal treatment of ZnS microspheres, *J. Hazard. Mater.* 174 (2010) 573–580.
- [37] Z. M. Xiu, Q. B. Zhang, H. L. Puppala, V. L. Colvin, P. J. Alvarez, Negligible particle specific antibacterial activity of silver nanoparticles, *Nano Lett.* (2012) 4271–4275.
- [38] R. K. Dutta, P. K. Sharma, A. C. Pandey, Assessing the conformational and cellular changes of ZnO nanoparticles impregnated *Escherichia coli* cells through molecular fingerprinting, *Adv. Mater. Lett.* 2 (2011) 268–275.
- [39] N. Padmavathy, R. Vijayaraghavan, Interaction of ZnO nanoparticles with microbes a physio and biochemical assay, *J. Biomed. Nanotechnol.* 7 (2011) 813–822.

14

Propiedades Mecánicas y Estructurales de Fibras de Polipropileno de Reología Controlada Producidas a partir de Reciclado Postindustrial

N. A. Rivera-García⁴⁶, M. A. Waldo-Mendoza⁴⁷.

Resumen

El proceso de estirado de fibra (*"melt spinning"*), mediante el cual se producen fibras y filamentos de termoplásticos cristalinos, es uno de los procesos de transformación de plásticos de mayor complejidad y mayores requerimientos, lo que dificulta su reciclado primario (reintegración a proceso de material reutilizable). Se estudió el reciclamiento primario de fibras de Polipropileno de Reología Controlada (CRPP), se llevó a cabo la caracterización de sus propiedades mecánico-estructurales y se analizó su procesabilidad. El CRPP posee propiedades moleculares y reológicas peculiares, representa un atractivo adicional si es posible reciclarlo al 100% para obtener un producto con propiedades equivalentes a las provenientes de una materia prima virgen.

Palabras Clave: Metl spinning, Reciclamiento primario, CRPP.

⁴⁶N. R. Rivera-García (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí, Laboratorio de Investigación e Innovación Tecnología Sustentable Greennova S. A. de C. V. Facultad de Ciencias Químicas, Av. Dr. Manuel Nava #6, Zona Universitaria, 78210 San Luis, S.L.P., México.
e-mail. nancy.rivera@iiideacolaboratorio.com

⁴⁷M. A. Waldo-Mendoza (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí, Laboratorio de Investigación e Innovación Tecnología Sustentable Greennova S. A. de C. V. Facultad de Ciencias Químicas, Av. Dr. Manuel Nava #6, Zona Universitaria, 78210 San Luis, S.L.P., México.
e-mail. miguel.waldo@iiideacolaboratorio.com

1. Introducción

Con el incremento en los costos de resinas plásticas y la creciente atención dirigida a la disposición de sus residuos, las industrias transformadoras de polímeros deben reducir desperdicios internos y reintegrar al proceso su material reutilizable, procedimiento conocido como reutilización postindustrial o reciclamiento primario [1].

Desafortunadamente, debido a la degradación y consecuente modificación de propiedades físicas que sufre un material plástico cuando se recicla, la reutilización postindustrial se encuentra limitada a procesos de transformación simples, de pocos requisitos (por ejemplo, algunos procesos de inyección) y a relativamente bajos niveles de dosificación de material reutilizado (menor a 30%).

Por otro lado, el estirado de fibra (“melt spinning”), es un proceso mediante el cual se producen fibras y filamentos de termoplásticos semicristalinos (como PE, PP, PET y Nylon principalmente) [2], en cual se transforma un polímero fundido en filamento mediante su extrusión a través de un capilar; aplicando simultáneamente una fuerza extensional al extruido, que, conforme se adelgaza se solidifica bajo condiciones de enfriamiento. Esta solidificación implica cambios irreversibles en las características estructurales del material tales como la orientación molecular y cristalinidad. El desarrollo de la microestructura a su vez determina la procesabilidad de la fibra hilada y las propiedades mecánicas finales [3].

El estirado de fibra es uno de los procesos de mayor complejidad y mayores requerimientos en cuanto a propiedades de materia prima, lo que dificulta su reciclado primario, sin embargo, se han propuesto materiales como el Polipropileno de Reología Controlada (CRPP), poliolefina semicristalina que, debido a sus propiedades moleculares y reológicas peculiares representa un atractivo adicional si es posible reciclarlo al 100% para obtener un producto con propiedades equivalentes a las provenientes de una materia prima virgen.

2. Materiales y Métodos

a) Reactivos

CRPP- Polipropileno de Reología Controlada (Exxon): índice de fluidez de 35 g/10 min, densidad de 0.90-0.91 g/cm³, cristalinidad de 60-80 %, resistencia a la tensión de 300-400 Kg/cm² y elongación de 500-700%.

b) Producción de fibras y Reciclamiento Primario

A partir de la resina CRPP comercial, se produjo fibra de polipropileno con denier 2.0 en equipo convencional de estirado de fibras marca Reifenhauer.

La fibra obtenida a partir de resina virgen se recicló en un peletizador marca Erema, donde mediante una selección, clasificación y control de materiales que no cumplen con especificación, se procede a realizar el repeletizado. De esta forma se vuelve a obtener resina en forma de pellet, esta conversión física es necesaria debido a que el sistema de dosificación de la extrusora de fibra requiere pellet para una mejor dosificación del material.

Con el repeletizado (pellet reciclado) se produjo nuevamente fibra (fibra reciclada), figura 1.

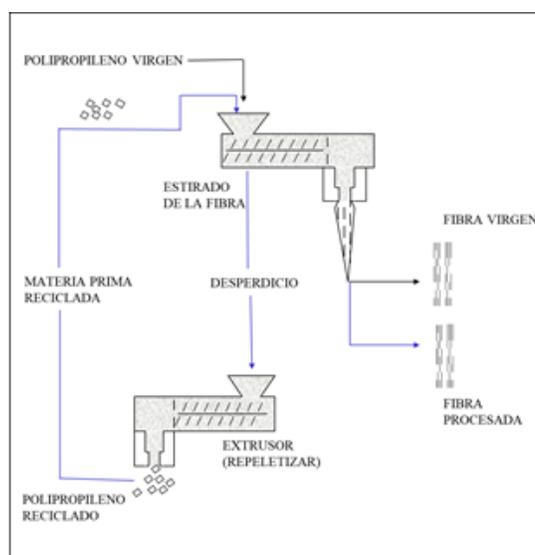


Figura 1. Secuencia experimental en el proceso de estirado de fibra de CRPP reciclada.

c) *Caracterización*

a. *Índice de Fluides*

Se obtuvo Índice de Fluides Bajo (ASTM D 1238) de los materiales pellet y fibra virgen y reciclada después de ser repeletizadas, a fin de realizar una comparación del comportamiento del material de reología controlada.

b. *Calorimetría de Barrido Diferencial (DSC)*

Para conocer el comportamiento térmico del pellet como de la fibra en su forma virgen y reciclada. Se utilizó DSC-7 marca Perkin Elmer con un sistema de enfriamiento (Dewar) con Nitrógeno Líquido.

c. *Cromatografía de Permeación de Geles (GPC)*

Con la finalidad de conocer la distribución de Pesos Moleculares tanto del pellet como de la fibra, ya sea en su forma virgen o reciclada, y determinar el comportamiento de modificación. Se usó Cromatógrafo Shimadzu modelo LC-10Ad, equipado con una columna de exclusión de tamaños Progel-TSK GMHHRH (Sepelco). Se utilizó como fase móvil solución de 1, 2, 4- Triclorobenceno con un flujo de 1.0 ml/min una temperatura de la columna -inyector de 140o C. Método de ASTM D6474-99, la cuál es vigente y se utiliza para la determinación de Pesos Moleculares Promedio de Poliolefinas.

d. *Espectroscopía de Infrarrojo con Transformada de Fourier (FTIR)*

Spectrometer Spectrum 2000 de Perkin Elmer, en la región del MIR, en transmitancia. La técnica de FTIR se utilizó con el propósito de conocer tamaño y forma de las celdas unitarias, determinar las coordenadas de las telas y fibras virgen y recicladas. La determinación de estas celdas unitarias fue evaluada por la interpretación gráfica de la Absorbancia (unidad proporcional a la cristalinidad), así como la de picos característicos y comparación de éstos en unidades de % de Transmitancia.

e. Analizador Mecánico Universal

(ASTM D882). Las pruebas en tensión se realizaron a fin de obtener curvas de esfuerzo-deformación de muestras de fibras (virgen y recicladas). De estas gráficas se obtuvieron los valores de Módulo de Young, resistencia en el punto de ruptura y elongación en el punto de ruptura. Se utilizó una máquina universal de pruebas mecánicas Instron modelo 4467, en modo de tensión acondicionada con una celda de prueba de 100 N y una carga máxima aplicada de 4 N de capacidad y un registrador analógico Instron. Las pruebas se efectuaron a temperatura y % de humedad relativa ambiente. La distancia inicial entre las mordazas fue constante e igual a 11.5 mm y la velocidad del cabezal de 50.0 mm/min. Las curvas obtenidas fueron digitalizadas con objeto de homogeneizar los resultados.

f. Difracción de Rayos X

Difractómetro de rayos-X Rigaku modelo DMAX B-220, intensidad de radiación continua de 30 mA emitida por el filamento y un voltaje de aceleración de 40 kV. Se utilizó para conocer el tamaño y la forma de las celdas unitarias de los cristales, la simetría de los arreglos atómicos y las coordenadas de cada átomo en la celda unitaria, estructura cristalina y el porcentaje de cristalinidad de fibras virgen y reciclada.

3. Resultados

El reciclado post-industrial de fibras de polipropileno de reología controlada implicó reprocesar materiales considerados como desperdicio (material de procesamiento primario). En términos de procesamiento, este consistió en la reutilización del material reciclado para generar el mismo producto final (fibra). De esta manera, nuestro reciclamiento primario implicó una muy buena y determinada separación, clasificación, control y especificaciones de materiales considerados como desperdicio.

Esto representa un beneficio económico que a corto plazo se hace evidente en la industria de proceso.

a) Caracterización

El pellet plástico obtenido de este primer proceso se caracterizó para poder tener una referencia de atributos de esta nueva materia prima contra su precursora (pellet de polipropileno virgen). La tabla 1 muestra las propiedades resultantes para cada material.

Tabla 1. Comparación de características de resina virgen y reciclada.

Propiedad	Resina Virgen	Resina Reciclada
Temperatura de fusión (°C)	167	165
Temp. de cristalización (°C)	106.3	108
Calor de fusión (J/g)	68	42
Calor de cristalización (J/g)	-172	-166
Índice de Fluidéz (dg/10 min)	37	45
Peso Molecular prom. numérico, Mn	64,900	58,100
Peso Molecular prom. peso, Mw	177,100	147,00
Peso Molecular prom. z, Mz	659,400	356,600
Índice de Polidispersidad	2.73	2.53
Densidad bulk (g/cm ³)	0.57	0.55
Aditivo antioxidante primario (ppm)	507	257
Aditivo antioxidante secundario (ppm)	412	150
Compliance (1/Pa)	1.40*E-04	1.23*E-04

La temperatura de fusión del material regenerado es apenas menor que la del material virgen (2°C), esto sugiere que el polímero puede reprocesarse con perfil de temperaturas y “temperatura de fusión” muy similares a los de un polipropileno virgen.

b) Cromatografía de Permeación por geles (GPC)

La resina de CRPP al ser degradada térmicamente, la región del peso molecular elevada es principalmente atacada por el peróxido, provocando el estrechamiento de la distribución de pesos moleculares. La degradación del polipropileno no sólo se lleva a cabo por el efecto termooxidativo, también se le atribuye a la degradación termomecánica

conforme los pasos de extrusión múltiple van aumentando [4]. El resultado de estos dos fenómenos de degradación se ve reflejado en la comparación de distribución de pesos moleculares, donde se aprecia una disminución en los pesos moleculares promedio. La determinación de las curvas de distribución y de pesos moleculares es una medida clara y directa de la degradación de la resina plástica cuando es reciclada (figura 2).

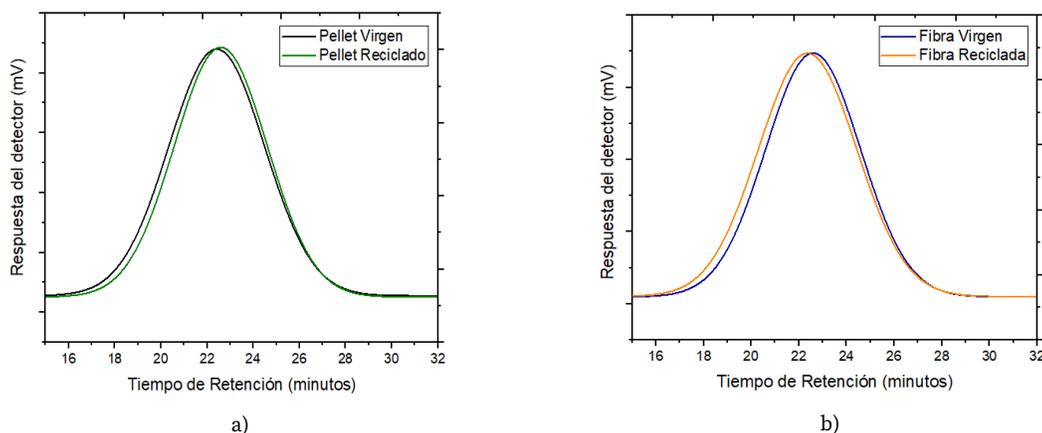


Figura 2. Comparación en la distribución de pesos moleculares de a) pellet virgen y reciclado y b) fibra virgen y reciclada. Se observa estrechamiento.

c) Índice de Fluides (MFI)

Un aumento en el índice de fluides provocara un mejor rendimiento del material desde el punto de vista de procesamiento, aunque implican una pérdida de propiedades físicas del plástico. Los resultados del índice de fluides se muestran en la tabla 2.

Tabla 2. Resultados del Índice de Fluides al pasar número determinado de veces por el extrusor.

Material	No. de pasos por el extrusor	Índice de Fluides
Resina Virgen	0	37
Fibra Virgen	1	42
Resina Reciclada	2	45
Fibra Reciclada	3	56

El flujo dentro del capilar también se asocia estrechamente con el fenómeno que aparece en la zona de salida (hinchamiento del dado) y esto tiene una relación directa con la distribución de pesos moleculares de la resina plástica.

d) Cristalinidad

Un polímero que se degrade debe fundir a una temperatura de fusión menor puesto que su peso molecular también es menor [5]. Lo anterior se debe a que, durante el proceso de extrusión y reciclado de CRPP, el fundido ha sufrido:

- ✚ Una disminución en el peso molecular de sus moléculas debido tanto a esfuerzos cortantes como a temperatura.
- ✚ Una disminución en su viscosidad.

En la figura 3 se observan la Primera y Segunda Curva de Calentamiento desde la temperatura ambiente (Endoterma) para pellets y fibras.

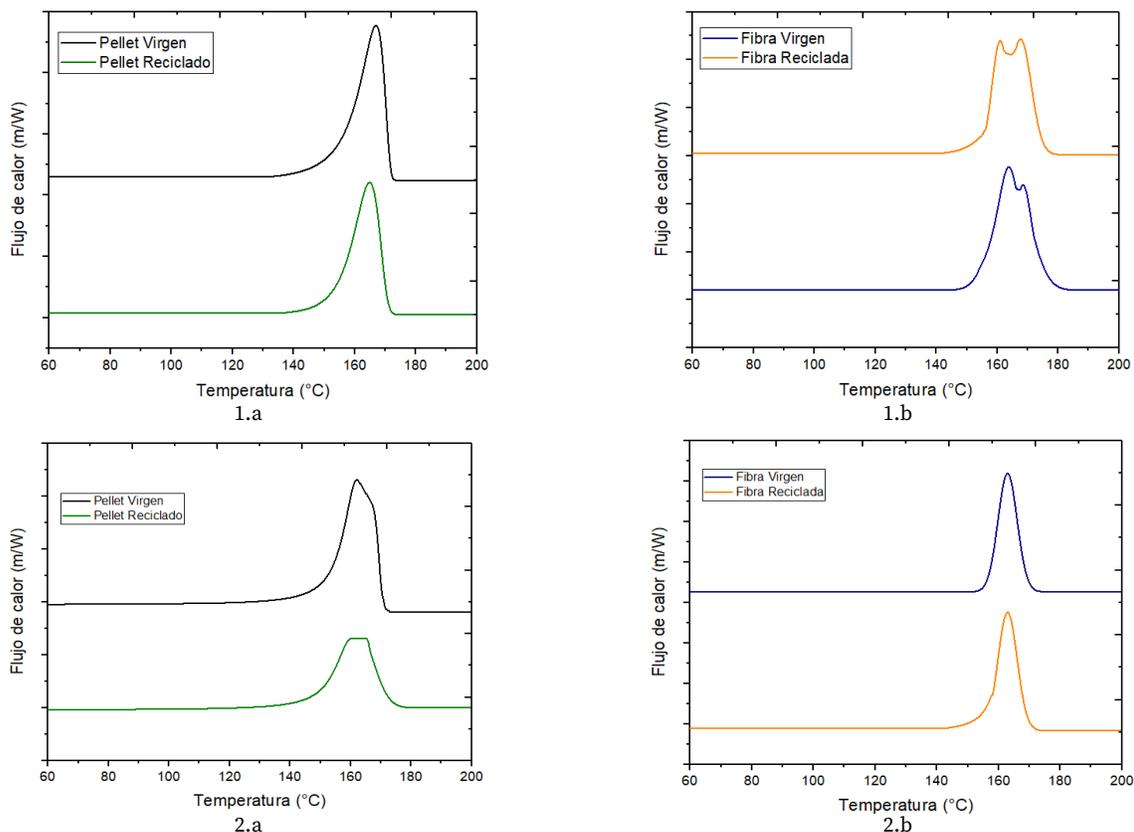


Figura 3. 1.a y 1.b Primera Curva de Calentamiento para Pellets y Fibras Virgen y Reciclados. 2.a y 2.b Segunda Curva de calentamiento para Pellets y Fibras Virgen y Reciclados.

Es posible obtener la cristalinidad de las muestras con base a su ΔH de fusión y al calor latente de fusión de un homopolímero polipropileno reportado en la bibliografía [5]. Los resultados de cristalinidad se muestran en la tabla 4.

Tabla 3. Porcentajes de cristalinidad de Fibras y Pellets virgen y recicladas.

Muestra	% de Cristalinidad	
	1 ^{er} Calentamiento	2 ^{do} Calentamiento
Pelet Virgen	68%	72%
Fibra Virgen	58%	67%
Pelet Reciclado	42%	57%
Fibra Reciclada	58%	66%

Se llevó a cabo un estudio cristalográfico por medio de la técnica de Difracción de Rayos X (figura 4). Esta técnica no requiere de ningún tratamiento previo para la muestra, por lo tanto, la preparación de la muestra y el análisis implican no alteraciones cristalinas llevando con esto una mayor dependencia de la orientación e información precisa en cuanto a la cristalinidad.

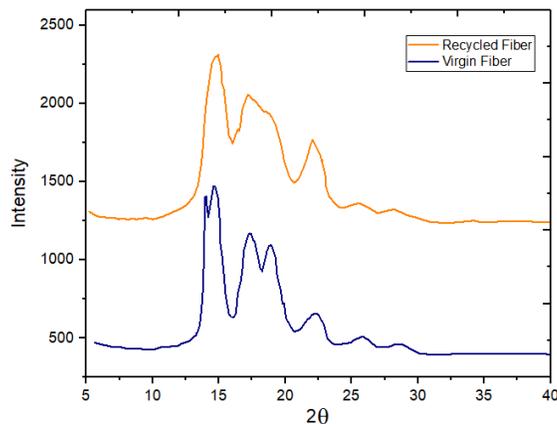


Figura 4. Difractograma Rayos X para fibras de polipropileno de reología controlada para material virgen y reciclado.

Los resultados se muestran en la tabla 4.

Tabla 4. Porcentaje de cristalinidad para cada una de las muestras en el proceso de estirado de estirado de fibras bajo la técnica WAXD.

Muestra	% de Cristalinidad
Fibra Virgen	65.1
Fibra Reciclada	59.8

De esta forma, el modelo de difracción muestra concordancia al observar los cambios de las fibras del PP en su forma esméctica al envejecer estas térmicamente hasta aproximadamente 140 °C, llevando consigo un cambio estructural debido a la temperatura de acondicionamiento.

e) Propiedades mecánicas

El análisis del comportamiento mecánico del PP en estudio se efectuó principalmente en términos de la comparación de los Módulos de Elasticidad (Módulos de Tensión) y de observaciones directas de las curvas esfuerzo nominal-deformación para cada fibra (tabla 5). Los valores de la tensión en carga máxima no variaron, sin embargo, la elongación de la fibra producida con material reciclado fue menor.

Tabla 5. Comparación de propiedades mecánicas en tensión para fibra virgen contra reciclada.

Propiedad	Fibra Virgen	Fibra Reciclada
Tensión en carga máxima (MPa)	3.34	3.36
Deformación en carga máxima (%)	17.2	11.4

Se observa también que la elongación disminuye un 52% para la fibra reciclada. Esta pérdida en elongación se puede explicar por la disminución en la amplitud de la distribución de pesos moleculares, lo cual origina que no se tenga la misma dispersión en tamaños de moléculas que en el material virgen. Lo anterior ocasiona que la fibra reciclada no tenga la misma capacidad de elongar que su fibra precursora.

4. Conclusiones

Se realizó un estudio de reciclamiento primario de fibras de Polipropileno de Reología Controlada (CRPP), la caracterización de sus propiedades mecánico-estructurales y el análisis de la procesabilidad del CRPP reciclado.

Se encontró que el nivel de aditivo peróxido residual en la resina virgen fue suficiente para continuar el proceso de degradación selectiva durante la historia térmica-mecánica a la que fue sometido el CRPP, demostrado al observar las curvas de distribución de pesos moleculares. Se encontró que conforme avanzó la degradación, la distribución de pesos moleculares se estrechó, contrario a lo que ocurre con la degradación de poliolefinas convencionales cuando se someten a un proceso termo-degradativo.

Se determinó el nivel de cristalinidad tanto de fibra virgen como reciclada a partir de las tres técnicas anteriores. A pesar de la variación normal de valores obtenidos por cada una de las técnicas experimentales, se encontró que los niveles de cristalinidad de ambas fibras fueron prácticamente iguales. El hecho de tener los mismos niveles de cristalinidad entre la fibra virgen y la reciclada, implica que sus propiedades mecánicas finales pueden ser semejantes, a pesar de la variación en pesos moleculares.

Se demostró que es posible recuperar material 100% reciclado en un proceso de estirado de fibras de polipropileno de reología controlada. Los niveles de propiedades de las fibras reciclada y precursora fueron muy semejantes.

Los beneficios directos de una práctica como la propuesta radican en una optimización de recursos y reintroducción de los mismos al sistema productivo de un proceso industrial de estirado de fibras de polipropileno.

Referencias

- [1] A. M, (1982) Polypropylene Fibers. pp. Cap. II, IV, V y VI, 38-95, 132-254.
- [2] C. y. C. S. Zhou, (1988) Polym. Eng. and Science. pp. 28, 69.
- [3] B. G. K. y. W. D. Q. Hsia, (1993) Polymer.
- [4] C. C. D. Cheng, Exxon Chemical Company, vol. Vol.6 No. 38, 1999.
- [5] V. K. A. a. V. T. Baranov, J Polym. (1970) Sci, vol. Part C. pp. 271-282.
- [6] G. K. Bier,(1958) Polymer Science.
- [7] J. Brydson, (1970) Flow Properties of Polymer Melts. p. 60.
- [8] M. a. T. D. J. Cohen, (1959) Chem. Phys. p. 31.
- [9] D. Morton-Jones, (1993) Procesamiento de Plásticos. pp. 45-95.
- [10] J. a. F. J. L. (1994) Muellerleile, Appl. Polym. Sci.
- [11] M. T. S. M. R.C. (1994) HILMONT U.S.A. p. 49.

15 | Prueba de Permeabilidad para Selladores Dentales

J. F. Netro-Grimaldo⁴⁸, R. C. Martínez-Montejano⁴⁹, M. Robles-Martínez⁵⁰, C. I. Gaitán-Fonseca⁵¹.

Resumen

Un sellador dental debe de ser capaz de prevenir el crecimiento bacteriano y filtración de fluidos, por lo que tiene que pasar por varias pruebas, siendo una de ellas la de permeabilidad. La prueba de permeabilidad sirve para probar la capacidad de sellado. Durante la prueba, el sellador dental es puesto sobre la pieza dental y fijado a un tubo capilar en un equipo experimental sometido a una presión de 15 psi, en el que se inyecta una burbuja de aire y se monitorea su posición mediante procesamiento digital de imágenes. El rango de tolerancia que puede avanzar la burbuja es entre 0 – 1.2 mm. Todo el proceso es monitoreado por una cámara de video a través del software LabVIEW.

Palabras Clave: Sellador Endodóntico, Permeabilidad, LabVIEW, Procesamiento Digital de Imágenes.

⁴⁸J. F. Netro-Grimaldo (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Unidad Académica Multidisciplinaria Zona Media, Carretera Rioverde-San Ciro, Km 4, El Carmen, 79615 Rioverde, S.L.P., México.

e-mail. jonathannetro@hotmail.com

⁴⁹R. C. Martínez-Montejano (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Unidad Académica Multidisciplinaria Zona Media, Carretera Rioverde-San Ciro, Km 4, El Carmen, 79615 Rioverde, S.L.P., México.

e-mail. roberto.montejano@uaslp.mx

⁵⁰M. Robles-Martínez (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Doctorado Institucional de Ciencia e Ingeniería de los Materiales, Av. Sierra Leona 550, Lomas 2a. Sección, CIACYT, Lomas de San Luis 78210 San Luis Potosí, S.L.P., México.

e-mail. robles.mar@hotmail.com

⁵¹C. I. Gaitán-Fonseca (✉)

Universidad Autónoma de Zacatecas.

Departamento de Odontología y Ciencias de la Salud, Jardín Juárez 147, Centro Histórico 98000, Zacatecas, México.

e-mail. cgaitan@uaz.edu.mx

1. Introducción

El objetivo de un sellador dental es prevenir crecimiento bacteriano y filtración de fluidos, para prevenir que el tratamiento endodóntico llegue a fallar. Un sellador endodóntico ideal debe de cumplir con los siguientes requerimientos [1], [3]:

- ✚ No ser irritante para el diente y tejidos periféricos
- ✚ Insoluble en fluidos de los tejidos
- ✚ No manchar la pieza dental
- ✚ Estabilidad dimensional
- ✚ No reabsorbible
- ✚ Radiopaco
- ✚ Buena consistencia de la mezcla
- ✚ Soluble en algún solvente

Para poder alcanzar dichos objetivos, el sellador dental desarrollado, debe de pasar por una serie de pruebas y de esta forma ser considerado para obturación dental. Algunas de las pruebas son: permeabilidad de fluidos, mediciones reológicas, resistencia a presión, medición de ángulo de contacto, etc. [4]

El modelo de transportación de fluidos en un modelo propuesto por Pashley [5], que involucra el movimiento de una burbuja de aire a través de un tubo capilar relleno con líquido. Recientemente se ha desarrollado una metodología de filtración de gas, donde se sustituye el líquido por un gas inerte con la idea de incrementar la sensibilidad de la prueba. La permeabilidad de gas es una metodología dinámica, no destructiva, cuantitativa, in vitro, que evalúa el espacio presente en la obturación endodóntica.

En el presente trabajo, se realizó la automatización y mejora de algunos procesos en las pruebas para selladores dentales, específicamente en permeabilidad a fluidos.

Para la prueba de permeabilidad, se coloca una cámara que monitorea el camino que avanza una burbuja inyectada al sistema, a través del procesamiento digital de imágenes se detectan los puntos por píxeles que avanza la burbuja de una imagen a otra en un lapso de 60 minutos y se convierte la cantidad obtenida a milímetros para su interpretación. La cámara se conecta a un ordenador y la interfaz de usuario será el software LabVIEW.

2. Metodología

Se propuso un prototipo que consiste en un sistema de presión elaborado con una olla de cocina convencional, el cual es alimentado por una fuente de nitrógeno para generar una presión de 15 *Psi*, a un líquido en un sistema cerrado, que consta de tres partes: la olla de presión, la cámara para el procesamiento de imágenes acondicionada y el diente obturado en el extremo del equipo, como se muestra en la figura 1.



Figura 1. Desarrollo experimental.

El líquido que sale de la olla de presión entra a un sistema acondicionado con luz led y una cámara USB, en donde se conecta en otro extremo el diente obturado que recibirá el agua a presión. Una vez que el sistema está alimentado con el líquido se introduce una burbuja, la cámara detectará mediante una serie de fotografías la distancia que avanza dentro del sistema de presión. Si la burbuja avanza, el sellador se toma como malo, de lo contrario si la burbuja no presenta movimiento el sellador es bueno.

La cámara USB necesita estar acondicionada, para que no le afecten otras intensidades de luz, y por lo tanto perturbe la prueba, es por eso, que se implementó dentro de una caja, con luz LED blanca y el tubo capilar, como se muestra en la figura 2.



Figura 2. Acondicionamiento de cámara USB.

El procesamiento de las imágenes se realiza en LabVIEW, la interfaz con el usuario se muestra en la figura 3. Es este panel frontal, se muestra la imagen en tiempo real, lo primero a realizar, es la captura de la imagen sin burbuja, la cual servirá de referencia. En seguida, al momento de dar inicio, se captura la imagen con la burbuja y automáticamente realiza la resta de esa imagen con la de referencia, para aislar la figura de interés (burbuja), y se muestra en la pantalla inferior del lado izquierdo. Según el tiempo estipulado por el usuario, en minutos, se toma una segunda imagen, se realiza el proceso descrito con la segunda imagen y finalmente, se realiza la resta de ambas figuras de interés, mostrándose el resultado en la ventana inferior derecha. Todo se realiza en escala de grises, para optimizar el tiempo de procesamiento de las imágenes.

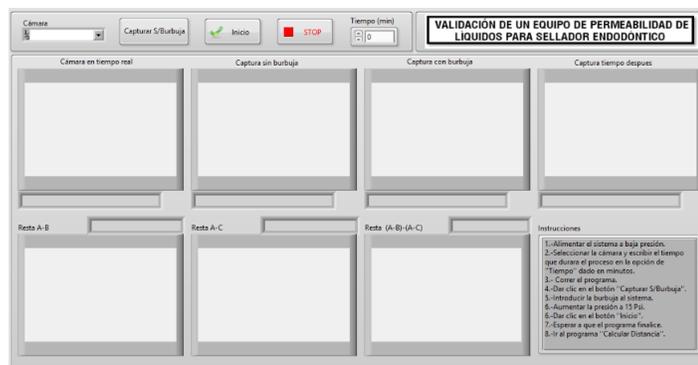


Figura 3. Panel frontal de interfaz 1.

Finalmente, se desarrolló un programa más, en el que la última figura del programa anterior (resta de burbujas), se exporta y se manipula encerrándola en un recuadro, el cual contará los puntos por píxel contenidos en la imagen y transforma esa cantidad de pixeles en distancia, arrojándola en centímetros, con lo que se puede saber la distancia recorrida por la burbuja en el sistema, y así determinar si existe filtración de fluidos o no. En la figura 4, se muestra el panel frontal descrito previamente.

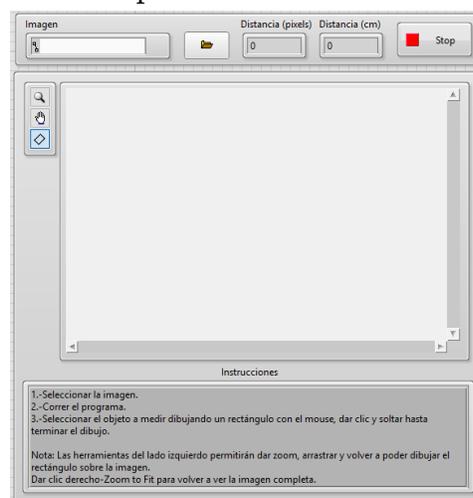


Figura 4. Panel frontal de interfaz 2.

3. Resultados

Se realizaron pruebas en el experimento previamente descrito, poniendo un líquido con contraste para monitoreo correcto de la burbuja a 15 *psi* y con un diente obturado con un sellador dental comercial, para demostrar el funcionamiento. En la figura 5, se aprecia los resultados obtenidos en la interfaz 1, descrita en la sección anterior.

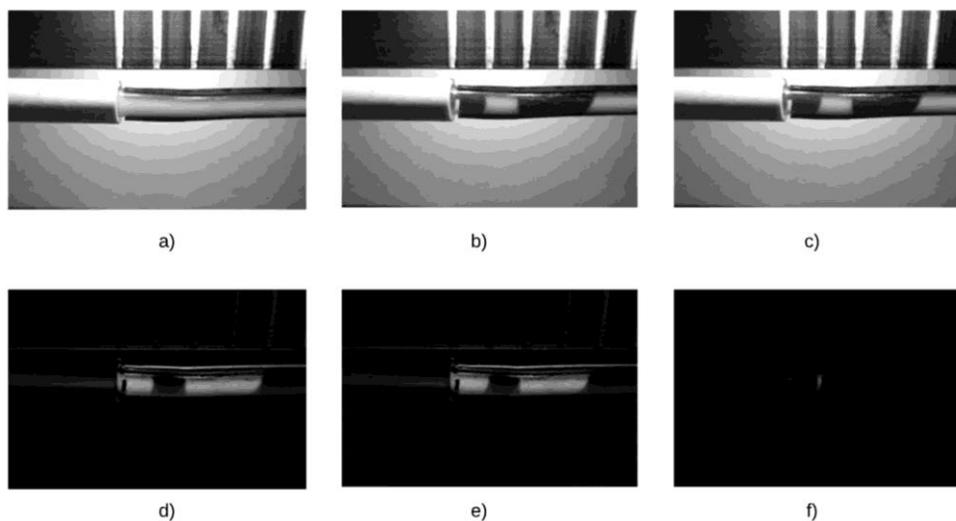


Figura 5. Resultados de interfaz 1.

En la figura 5, inciso a), se muestra la imagen de referencia, que no contiene burbuja. Enseguida, en el inciso b) se inyecta la burbuja y automáticamente se cambia a escala de grises y se realiza la resta con la imagen de referencia, obteniendo el resultado mostrado en el inciso d). Posteriormente, 60 minutos después, se captura nuevamente la imagen que se muestra en el inciso c), se realiza el mismo procedimiento de cambiar a escala de grises y restar con la imagen de referencia y se aprecia el resultado en el inciso e). Finalmente, se restan las imágenes del inciso d) y e) para obtener el resultado del inciso f).

Enseguida, la imagen captada en el inciso f) de la figura 5, se exporta a la segunda interfaz descrita en la sección 2, para calcular la distancia recorrida por la burbuja. En la figura 6, se muestra el resultado obtenido, en donde se selecciona la figura de interés dentro de un recuadro y automáticamente, el programa calcula la cantidad de píxeles contenidos de forma horizontal en la imagen seleccionada y muestra el resultado en *cm*, en este caso fueron 0.05 *cm*.

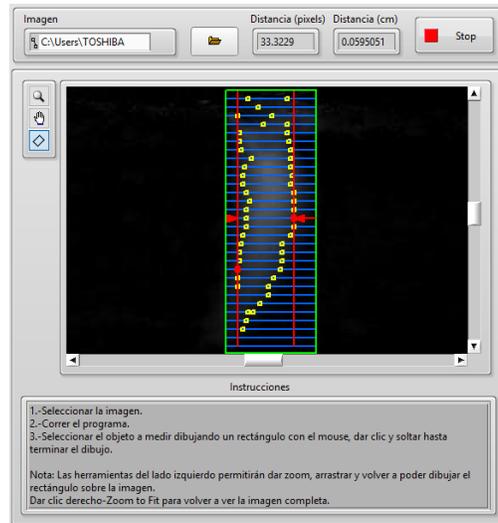


Figura 6. Resultados de interfaz 2.

4. Conclusiones

En el presente trabajo se muestra el desarrollo y automatización de la prueba de permeabilidad para probar filtración de fluidos de selladores dentales.

El experimento desarrollado consistió en una olla de presión conectada a un tanque de nitrógeno para generar una presión de 15 *psi* a un líquido con medio de contraste blanco, a la salida de la olla de presión se coloca una cámara USB acondicionada con luz LED y a la salida de esta el diente obturado con el sellador dental.

El programa consta de dos interfaces, una en donde se toman las imágenes, se pasan a escala de grises para optimizar el tiempo de procesamiento y se realiza la resta de imágenes para aislar la figura de interés, que es la burbuja. Posteriormente se resta la burbuja obtenida al principio y un tiempo después estipulado por el usuario, en este caso fueron 60 minutos.

Esa imagen se exportó a un segundo programa en donde se midió la cantidad de píxeles avanzados por la burbuja y se tradujo dicha cantidad a centímetros, obteniendo un resultado de 0.05 *cm*, lo cual está dentro del rango de 0 – 1.2 *mm*, por lo que se concluye que el experimento funciona de forma eficaz, ya que el sellador probado es de uso comercial.

Como trabajo a futuro, se recomienda realizar más pruebas en otros selladores endodónticos y mejorar más la interfaz con el usuario, para hacerla más amigable.

Referencias

- [1] B.S. Chong, "Managing andodontic failure in practice", in Quinteseence Publishing Co, 2004, pp. 123-47.
- [2] B. Enkel, "Bioactive materials in endodontics", in Expert Rev. Med. Dev, 2008. pp. 475.
- [3] Y.L. Lee, "Effects of physiological envioroments on the hydratation behaviour of mineral trioxide aggregate", in Biomaterials, 2004, pp. 787-793.
- [4] R. Patiño-Herrera, J.A. Morales-Rueda, C. Gaitán-Fonseca, F. Cuisinier, E. Pérez, "Intradicular dentine silanization by a new silicon-based endodontic sealer", in International Journal of Adhesion and Adhesives, Elsevier, 2016, pp. 115-124.
- [5] K. Brenes-Valverde, E. Conejo-Rodríguez, J. Vega-Baudrit, J. Montero-Aguilar, D. Chavarría-Bolaños, "Evaluation of microleakage by gas permeability and margina adaptation of MTA and Biodentine apical plugs: in vitro study", in Odoytos-International Journal of Dental Sciences, 2018, pp. 57-67.

16

Cifrado de Contenido Multimedia y Técnicas de Criptoanálisis

M. T. Ramírez-Torres⁵².

Resumen

El cifrado de contenido multimedia es un área de estudio importante debido a que la información que contiene en muchas ocasiones debe ser confidencial. Sin embargo, dadas sus propiedades intrínsecas es complicado aplicar métodos tradicionales de cifrado o en muchos casos requieren de un gran costo computacional o poseen una alta latencia. En este trabajo se presenta un panorama del área y sus requerimientos; así como el análisis de sistemas de cifrado que han sido vulnerados, con su explicación y mejora.

Palabras Clave: Cifrado, Contenido Multimedia, Criptoanálisis.

⁵²M. T. Ramírez-Torres (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Coordinación Académica Región Altiplano Oeste, Carretera Rioverde-San Ciro, Km 4, El Carmen, 79615 Rioverde, S.L.P., México.
e-mail. tulio.torres@uaslp.mx

1. Introducción

Actualmente vivimos en una sociedad con una alta tendencia hacia la modernización de procesos y la creación servicios en línea. Información confidencial como datos personales, números de tarjetas de crédito, saldos entre otros, son enviados a través de redes y/o almacenados en dispositivos. Para evitar que sean vistos por personal no autorizado, una técnica empleada es el cifrado de datos. Esto permite proteger los datos mientras son enviados o estén almacenados.

El problema radica en que el cifrado de archivos de audio, imágenes o videos digitales, ya que poseen o pueden poseer una gran tasa de datos, una alta redundancia o una alta correlación adyacente [1]. Por ejemplo, un segundo de un archivo de audio contiene al menos 8,000 muestras, mientras que una fotografía con resolución VGA contiene 307,200 píxeles. En ambos archivos se puede tener una alta redundancia (un segundo de silencio, una imagen solida), lo que exigiría a un sistema de cifrado brindar además de seguridad criptográfica, seguridad perceptual. La Fig. 1 muestra el resultado de cifrar una imagen con el sistema AES (Advanced Encryption Standard) en el modo ECB (Electronic Code Book). Aun no se reportan ataques a este sistema, sin embargo, como podemos ver la imagen cifrada permite ver patrones de la imagen original, por lo tanto, no brinda seguridad perceptual.

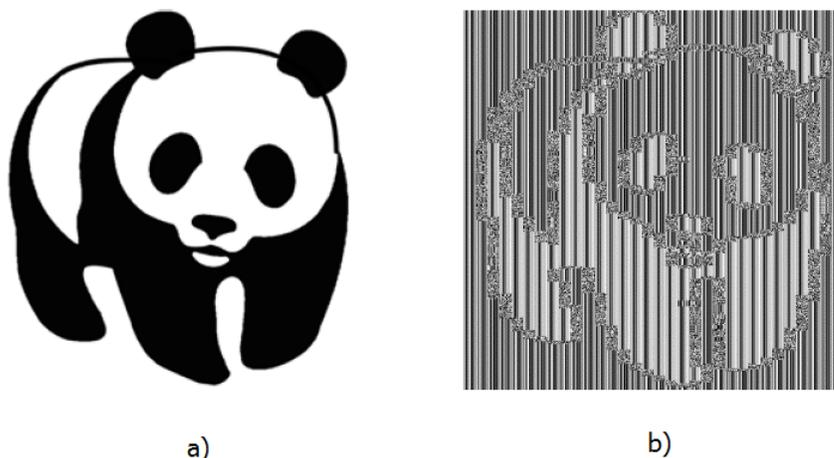


Figura 1. a) Imagen altamente redundante b) Imagen cifrada de a) utilizando el sistema AES en modo ECB.

En esta investigación se presentan diversos conceptos y requisitos de un sistema de cifrado de contenido multimedia, y además dos casos donde se pueden vulnerar sistemas de cifrado realizando ataques criptoanalíticos.

2. Marco teórico

a. Criptografía

Es el arte y estudio de escribir mensajes en forma enigmática. Es tan antigua como la escritura misma y desde entonces se han presentado diversos métodos y aparatos para poder cifrar mensajes. Existen dos categorías principales de algoritmos: simétricos y asimétricos. Los simétricos se caracterizan por el uso de una misma llave secreta, tanto para el emisor como para el receptor. Mientras que los algoritmos asimétricos se caracterizan por el uso de dos llaves: una pública y una privada.

También podemos clasificar a los algoritmos de acuerdo a las operaciones que realizan, en este caso: confusión, difusión y confusión-difusión. La operación de confusión intercambia los valores o caracteres de la información original por otros, un ejemplo de esta operación se encuentra en [2] donde se refiere a un sistema de cifrado que únicamente realiza operaciones de confusión. Por otra parte, la operación de difusión modifica la posición de la información a cifrar, en [1] se puede ver un sistema basado en el intercambio de valores en el dominio de la transformada wavelet. Y un ejemplo de un algoritmo confusión-difusión es el sistema AES [3] donde los valores se intercambian con una S-box (substitution box) además de con una operación xor con la llave secreta, y también son intercambiados los valores de sus renglones y columnas.

b. Seguridad

En el caso de contenido multimedia a diferencia de información binaria o texto, se requiere de ambas seguridades: criptográfica y perceptual. Esto quiere decir que el sistema debe resistir ataques criptográficos y que además la información debe ser ininteligible.

También se debe tomar en cuenta al principio de Kerckhoffs [4], donde establece que la seguridad del sistema debe recaer en la seguridad de la clave, debiéndose suponer conocidos el resto de los parámetros del sistema criptográfico.

c. Pruebas

Para medir la calidad de encriptación se realizan diversas pruebas. Existen diversas formas de ataques por lo cual cada prueba solo valida un área. Ante ataques estadísticos existe el cálculo de correlación entre la información original (imagen, audio, etc.) y su versión cifrada, cálculo de correlación adyacente, análisis de histogramas, entropía de la información entre otras. Ante ataques de fuerza bruta se mide la sensibilidad a la llave y ante ataques de criptoanálisis se calculan los índices NPCR (number of changing pixel rate) y UACI (unified averaged changed intensity). Además, se debe validar el sistema ante ataques de criptoanálisis como Chosen-Plaintext Attack, Know-Plaintext Attack, Know, Ciphertext only attack entre otros.

3. Criptoanálisis

A continuación, presentó un ejemplo de cómo llevar a cabo un criptoanálisis a un sistema de cifrado para imágenes, propuesto por Majid Khan [5].

El sistema propone utilizar el sistema de Lorenz y Rossler para la generación de una S-box. Las condiciones iniciales del sistema funcionarían como llave secreta. Las trayectorias son generadas por los sistemas caóticos, se recogen datos de la trayectoria y tras una transformación de afinidad las muestras se ajustan entre los valores de 0 y 255. Dichos valores irán llenando la S-box. Por último, para cifrar una imagen se sustituyen los valores de los coeficientes de la imagen con los valores de la S-box, de forma similar como se realiza en el sistema AES, es decir, el valor del coeficiente se divide en nibbles que señalan el renglón y columna de la posición del nuevo valor a sustituir.

El autor sugiere que se lleven a cabo varias rondas del proceso de sustitución para un mejor resultado.

El criptoanálisis propuesto para mostrar las debilidades de este sistema consiste en aplicar una variante del ataque Chosen-plaintext attack. Este ataque establece que el adversario es capaz de elegir las imágenes a cifrar y obtener su respectiva versión cifrada, y con esa información intentar recuperar las imágenes originales, sin conocer la llave.

Para este ataque utilizaremos la S-box mostrada en el artículo, en la Tabla II, para cifrar las imágenes seleccionadas por el usuario, ver figura 3.

Ambas imágenes (figuras 3a) y 3b)) fueron cifradas con 8 iteraciones. La figura 3b) está compuesta por los valores de 0 a 256 en cada renglón. Como el proceso no lleva ningún proceso de permutación, es fácil recuperar imágenes que hayan sido cifradas con la misma S-box. Esto gracias a la figura 3b), ya que funciona como una S-box inversa; los valores que queramos descifrar de la figura 3c), solo debemos buscarlos en la figura 3d) y cambiarlos por el número de renglón, logrando así recuperar la imagen sin errores.

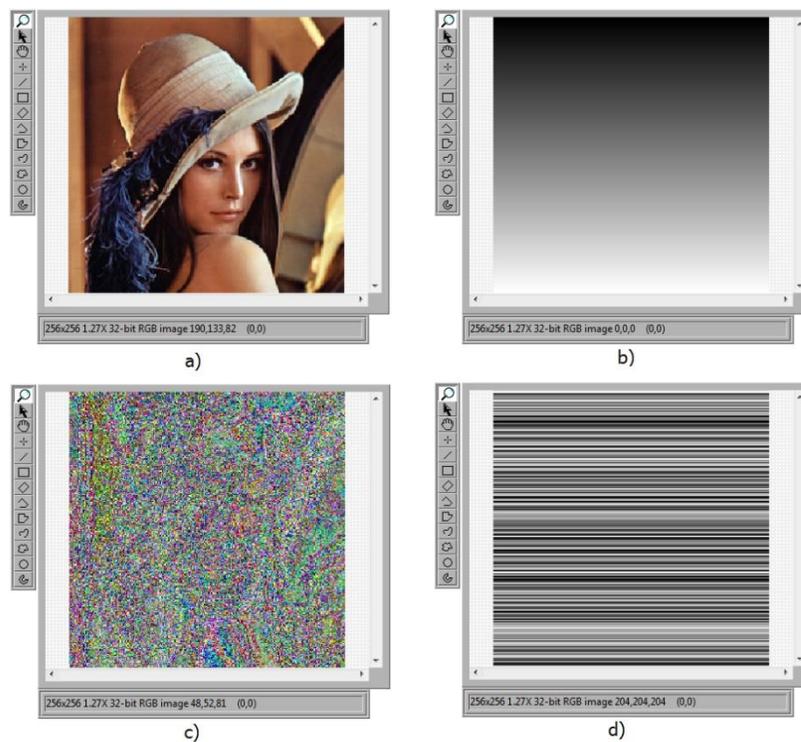


Figura 3. a) Imagen seleccionada, b) imagen seleccionada para obtener la S-box inversa, c) versión cifrada de a) y d) versión cifrada de b).

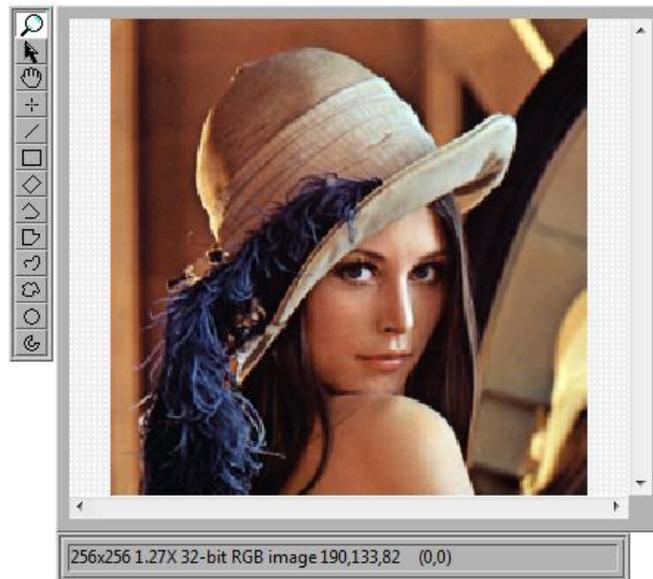


Figura 4. Imagen recuperada con el ataque Chosen-plaintext attack.

4. Conclusiones

La matemática de caos puede proporcionar herramientas útiles para la criptografía, sin embargo, la complejidad de los sistemas no es el único aspecto por considerar en el proceso de diseño de un método de cifrado. Las operaciones de confusión y difusión deben estar contempladas e implementadas de forma tal que la protección de los datos quede solo en función de la llave secreta, y no sea vulnerada con manejo de los datos. Entre más consideraciones se tengan al momento de aplicar un ataque, mayor será su fiabilidad, ya que en el mundo real los adversarios cuentan con mayores recursos y tiempo para encontrar vulnerabilidades.

Agradecimiento

Esta investigación pudo ser llevada a cabo con el apoyo FAI, convenio C18-FAI-05-45.45, en la Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Referencias

- [1] S. Lian, "Multimedia content encryption: techniques and applications". Auerbach Publications, 2008, pp. 1-2, 70-73.
- [2] M. T. Ramirez-Torres, J. S. Murguia, and M. Mejía Carlos. "Image encryption with an improved cryptosystem based on a matrix approach", International Journal of Modern Physics C, vol. 25, no. 10, pp. 1450054, 2014.
- [3] FIPS 197. Advanced Encryption Standard (AES). November 2001.
- [4] A. Kerckhoffs, "La cryptographie militaire", Journal des sciences militaires, vol. 9, pp. 5-83, 1883.
- [5] K., Majid. "A novel image encryption scheme based on multiple chaotic S-boxes", Nonlinear Dynamics, 2015, vol. 82, no 1-2, p. 527-533.

17

Análisis de Variables Climatológicas Incidentes en un Sistema Domótico Basado en Energía Solar Fotovoltaica

R. Castillo-Meraz⁵³, N. Antonio-Rivera⁵⁴, Y. J. Del-Ángel-Rubio⁵⁵.

Resumen

En este trabajo se propone la utilización de energías renovables dirigidas a la automatización residencial (Domótica) en cuatro aspectos básicos: Sistema de iluminación interior y exterior, Sistema de riego de jardín, Sistema de seguridad residencial y Sistema de control de temperatura interior. Estos sistemas dependerán de alimentación basada en energías alternativas de tipo solar fotovoltaica. Asimismo, se pretende hacer un análisis costo-beneficio del sistema completo para establecer su viabilidad económica.

Palabras Clave: Arduino, Control, Domótica, Energía Solar, Sensor, Actuador.

⁵³R. Castillo-Meraz (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Coordinación Académica Región Huasteca Sur, Carretera Tamazunchale-San Martín Km. 5, Tamazunchale, S.L.P., México.

e-mail. raulcastillom1@hotmail.com

⁵⁴N. Antonio-Rivera (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Coordinación Académica Región Huasteca Sur, Carretera Tamazunchale-San Martín Km. 5, Tamazunchale, S.L.P., México.

e-mail. neztoor_1@hotmail.com

⁵⁵Y. J. Del-Ángel-Rubio (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Coordinación Académica Región Huasteca Sur, Carretera Tamazunchale-San Martín Km. 5, Tamazunchale, S.L.P., México.

e-mail. yoshio_rubio@live.com.mx

1. Introducción

Se Puede definir la Automatización Residencial (Domótica) como el conjunto de tecnologías aplicadas al control y la automatización inteligente de la vivienda, que permite una gestión eficiente del uso de la energía, que aporta seguridad y confort, además de comunicación entre el usuario y el sistema [1].

Los orígenes de la Domótica son relativamente recientes: uno de sus antecedentes principales refiere a la década de los 70's, donde un grupo de investigadores británicos realizó trabajos sobre un protocolo de comunicación entre diversos dispositivos al que llamaron X10 [2]. Esto nace como una consecuencia natural de lo que en ese entonces se estaba gestando en otro ámbito de la vida moderna: la Automatización Industrial. Es precisamente ahí donde nace la Domótica: el hecho de necesitar que las tareas habituales de una vivienda sean realizadas de manera automática, sin intervención humana.

La Domótica es la evolución de la clásica automatización industrial adecuándola a las necesidades de viviendas, negocios u oficinas. Los sistemas domóticos recogen información gracias a diferentes sensores y tras su procesado son capaces de enviar órdenes de control a diferentes dispositivos situados en la instalación llamados actuadores.

Estos actuadores pueden ser persianas, enchufes, iluminación, calefacción, válvulas y un sin fin de posibilidades [2].

Esta tecnología responde a las nuevas necesidades que se gestan en este nuevo siglo como lo es el uso eficiente del tiempo. Al vivir en un mundo de rápidos cambios, pareciera como si el tiempo transcurriera más de prisa y cada vez las ocupaciones cotidianas absorben un mayor porcentaje de nuestro día, a tal grado que la cantidad de tiempo que se dedica a las tareas habituales del hogar es cada vez menor.

Asimismo, además del uso eficiente del tiempo, la Domótica nos facilita nuestra forma de vida, reduce nuestros consumos y hace más humanos y adaptables espacios de convivencia y trabajo. La palabra que mejor define esta tecnología es flexibilidad.

Actualmente, la Domótica no ha tenido el impacto social que se hubiera pensado teniendo en cuenta los beneficios que conlleva. Este hecho se debe a varios factores:

- ✚ *Desconocimiento.* Los potenciales usuarios de esta tecnología tienen una falta de conocimiento sobre la misma dada su poca difusión actual. Este hecho hace que

exista una muy escasa demanda en el mercado e incluso hace pensar que las tecnologías domóticas solo están al alcance de unos pocos; asimismo se asocia esta tecnología con sistemas caros, elitistas, con una compleja puesta a punto sin por ello reportar grandes beneficios que justifiquen esta inversión.

- ✚ *Falta de interés por parte de grandes empresas.* Al no existir prácticamente empresas de gran envergadura que se dediquen a este ramo tecnológico, se puede decir que no hay motores que impulsen la difusión y desarrollo de este campo. Sin embargo, existen empresas de pequeña y mediana escala que apuestan por estas tecnologías, pero la escasez de recursos tanto de personal como económicos hacen que compañías con este perfil no puedan considerarse como representantes o motores de una industria como esta.
- ✚ *Indiferencia.* Esto se refiere a que las empresas del ramo constructor e inmobiliario no se ven interesados en este tipo de tecnologías dado que representa una mayor inversión y sus ganancias económicas se verían reducidas; esto último sin tomar en cuenta el grandísimo valor agregado que podrían aportar las tecnologías domóticas a la vivienda.

En contraparte, a continuación, se mencionan algunos de los beneficios de las tecnologías domóticas:

- 1) *Fomenta la accesibilidad:* el manejo de elementos dentro de una vivienda se ve facilitado y esta característica junto con las opciones de teleasistencia convierten a la domótica en un buen aliado de las personas con problemas de accesibilidad.
- 2) *Eleva el confort de los usuarios que la emplean:* La Domótica permite interactuar de forma cómoda con persianas, toldos, interruptores, electrodomésticos, bombas de riego etcétera.
- 3) *Fomenta el ahorro energético:* gestión de la iluminación, climatización, agua caliente sanitaria, el riego, los electrodomésticos, etc. La nueva reforma energética hace que seleccionar las mejores tarifas horarias repercuta en un gran ahorro y gracias a la domótica, el proceso de reducir la factura energética se realiza de forma casi automática. Una parte importante de la gestión energética de la domótica es la monitorización de consumos que obtiene suficientes datos como para modificar prácticas en busca de una mayor eficiencia.

2. Marco Teórico

En esta sección se exponen los fundamentos teóricos que integran el presente proyecto: una descripción general de los sistemas domóticos, las partes que los conforman y las partes de un sistema fotovoltaico aislado.

a. Sistemas Domóticos

En la sección anterior se dio una breve explicación de los Sistemas Domóticos y sus orígenes, explicando que un Sistema Domótico mínimo puede ir desde la simple apertura automática de persianas, puertas o encendido de luces hasta los complejos sistemas inteligentes que gobiernan algunas lujosas residencias y edificios.

De manera general, un Sistema Domótico básico consta de 3 partes:

- 1) *Interfaces de entrada.* Es el conjunto de sensores e interfaces de acondicionamiento electrónico que se encargaran de monitorear y adquirir las señales de entrada al sistema domótico.
- 2) *Sistema de Control.* Se refiere al conjunto de dispositivos que se encargaran de procesar las señales de entrada, así como ejecutar algoritmos de control que regularan dichas señales. Generalmente se trata de Sistemas a Lazo Cerrado.
- 3) *Interfaces de salida.* Es el conjunto de interfaces electrónicas y elementos electromecánicos que activarán los dispositivos encargados de regular las variables de interés.

Lo descrito anteriormente puede visualizarse en la Figura 1, donde se muestra un diagrama general de un Sistema Domótico y toda la variedad de señales físicas que pueden ser controladas a través de dichos sistemas.

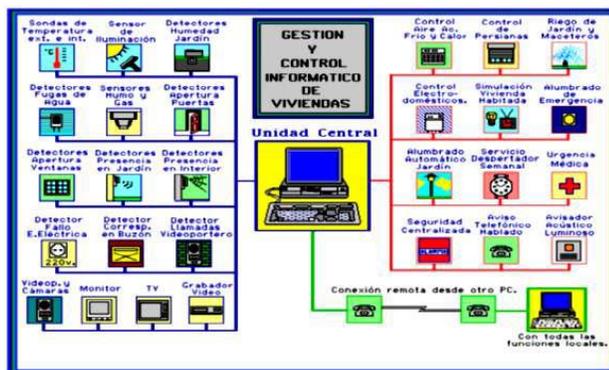


Figura 1. Esquema donde se muestran las partes de un Sistema Domótico.

Este trabajo se centra en 4 variables de interés:

- ✚ Iluminación exterior.
- ✚ Temperatura al interior de la vivienda.
- ✚ Control de humedad en el jardín.
- ✚ Detección de presencia en la puerta principal.

b. Energía Solar Fotovoltaica

La Energía Solar Fotovoltaica (FV) funciona bajo el principio físico del efecto fotoeléctrico el cual, al hacer incidir luz visible en un material semiconductor, se genera una absorción de fotones y desplazamiento de electrones en dicho material. Esto da lugar a la generación de un potencial eléctrico en los extremos de dicho material (figura 2).

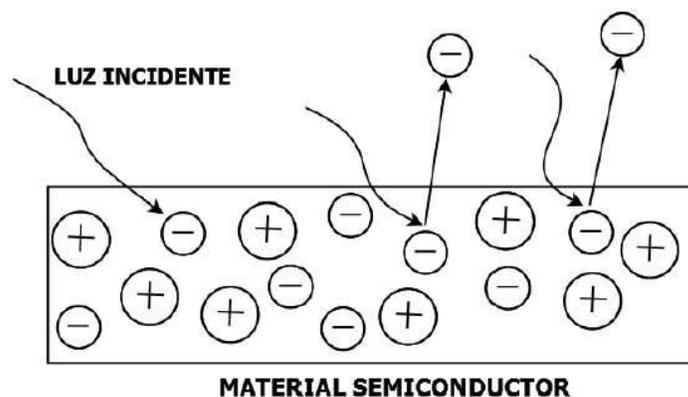


Figura 2. Imagen ilustrativa del efecto fotoeléctrico.

Las celdas solares funcionan bajo dicho efecto físico y transforman la Luz Solar en Electricidad de tipo CD (Corriente Directa). Cada panel solar está construido a partir de pequeñas celdas (oblas de silicio) que generan un potencial eléctrico individual aproximado de entre 0.6 y 0.7 *Volts*. Al colocar las celdas solares en arreglos serie y paralelo, se pueden obtener mayores voltajes y corrientes (figura 3). El voltaje y la corriente producidos por un panel solar son directamente proporcionales al área de captación y a la irradiancia incidente.

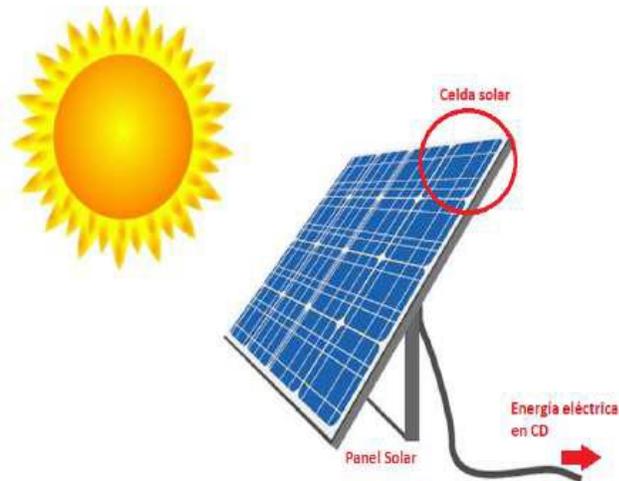


Figura 3. Panel Solar constituido por un arreglo de celdas solares en serie.

Básicamente, un panel solar se comporta como una fuente de corriente dependiente de la irradiancia solar. Un modelo básico para el estudio de una celda solar (sin pérdidas) se muestra en la figura 4.

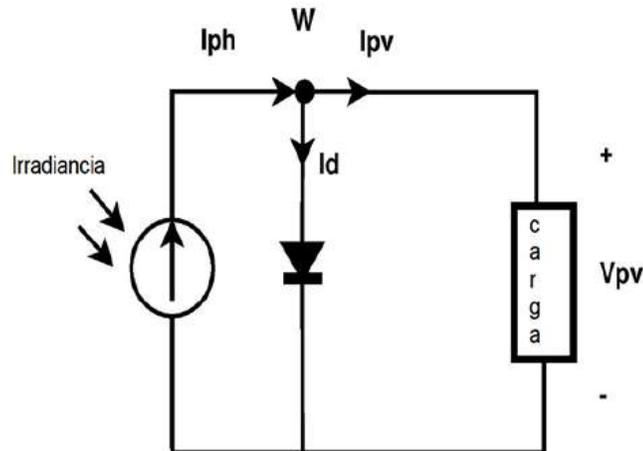


Figura 4. Modelo de una celda solar sin pérdidas.

La ecuación 1 muestra la corriente eléctrica mayoritaria (I_{PH}) generada por una celda solar y su dependencia de la irradiancia incidente (G) y la Temperatura de la celda (T_{CELL}). Básicamente se trata de una función de dos variables del tipo $I_{PH} = f(G; T_{CELL})$; sin embargo, la variable que tiene mayor impacto en la generación de corriente eléctrica es la irradiancia incidente.

$$I_{PH} = I_{SC} \left(\frac{G}{G_{REF}} \right) (1 + \alpha_{SC}(T_{CELL} - T_{REF})) \quad (1)$$

Donde:

I_{PH} = Corriente eléctrica generada por la absorción de fotones [A].

I_{SC} = Corriente de “cortocircuito” (dato técnico proporcionado por el fabricante) [A].

G = Irradiancia incidente sobre el panel $\left[\frac{W}{m^2}\right]$

G_{REF} = Irradiancia de referencia $\left[1000 \frac{W}{m^2}\right]$

α_{SC} = Coeficiente térmico de corriente [$^{\circ}K^{-1}$]

T_{CELL} = Temperatura de la celda solar [$^{\circ}K$]

T_{REF} = Temperatura de referencia [298 $^{\circ}K$]

3. Desarrollo Experimental

En esta sección se describe el desarrollo experimental del presente trabajo el cual fue realizado en varias etapas:

- ✚ Etapa de monitoreo de variables climatológicas.
- ✚ Etapa de adquisición y acondicionamiento de señales de entrada.
- ✚ Etapa de implementación de algoritmos de control.
- ✚ Etapa de acondicionamiento de las señales de salida y actuadores.
- ✚ Etapa de diseño e implementación del sistema de alimentación a través de paneles FV.

Caben mencionar los siguientes aspectos relevantes para el desarrollo del presente proyecto:

- ✚ La vivienda considerada es de tipo interés social (a escala) con las siguientes características:
 - 1 planta.
 - 2 recamaras.
 - 1 baño.
 - 1 cochera para 1 automóvil.
 - Patio trasero.
 - Sala-comedor y cocina

- ✚ Las variables físicas que controlar son las 4 descritas en la sección anterior.
- ✚ Se considera un sistema de Múltiples Entradas y Múltiples Salidas (MIMO) y a Lazo Cerrado.
- ✚ El esquema de control utilizado fue de tipo ON-OFF.

Las etapas del desarrollo experimental se describen a continuación:

a. Monitoreo de variables climatológicas

En principio, se realizó un monitoreo y análisis de las variables climatológicas que afectan el desempeño de los paneles solares, dado que la región geográfica presenta un tipo de clima subtropical con alta humedad y temperaturas que llegan a alcanzar los 40 °C en primavera y verano.

Esto con el objetivo de comprobar si el funcionamiento de los paneles solares sería óptimo para entregar la potencia eléctrica suficiente que demandaría el Sistema Domótico a escala.

Las variables de interés fueron: Irradiancia incidente y temperatura del panel. En la Figura 5 puede apreciarse el monitoreo del desempeño del panel solar bajo condiciones de cielo despejado durante los meses de agosto, septiembre y octubre de 2017.



Figura 5. Monitoreo del desempeño del panel solar bajo irradiancia y temperatura elevadas.

El monitoreo de Irradiancia y Temperatura se realizó con bases de datos climatológicas tomadas de internet y el desempeño eléctrico del panel se llevó a cabo bajo pruebas de campo con un multímetro Extech Instruments modelo EX410.

b. Adquisición y acondicionamiento de señales de entrada

Para la implementación del sistema de control se tomaron en cuenta cuatro variables físicas de interés: temperatura, humedad, luminosidad y detección de movimiento.

En este contexto, los sensores utilizados fueron los siguientes:

- ✚ Termistor NTC de 10 *Kilohms* para medición de temperatura.
- ✚ Sensor de humedad DHT11
- ✚ Fotorresistencia de 2 *Megaohms* para medición de luminosidad.
- ✚ Sensor ultrasónico para detección de movimiento.

Las señales provenientes de estos 4 sensores fueron acondicionadas adecuadamente para adaptarse al rango de valores permitidos del Convertidor Analógico-Digital (ADC) de la tarjeta ARDUINO MEGA.

c. Implementación de algoritmos de control

Como se mencionó anteriormente, el esquema de control fue de tipo ON-OFF, a Lazo Cerrado y obedece al diagrama mostrado en la figura 6. La plataforma de programación fue Arduino IDE versión 1.6.12 a través de Sketchs y lenguaje C simplificado. La tarjeta utilizada fue ARDUINO MEGA donde el monitoreo de variables físicas al interior de la vivienda se mostraba a través del puerto serial y, posteriormente, en un display LCD 16x2.

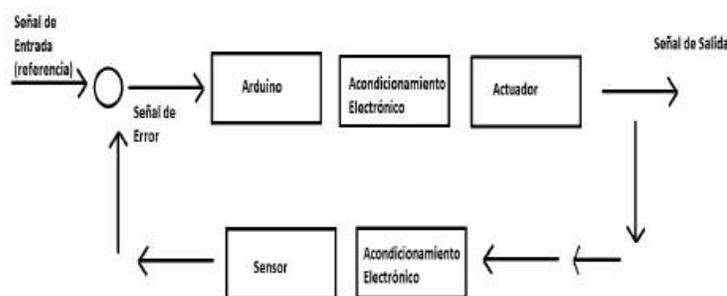


Figura 6. Diagrama de control del sistema domótico implementado.

En la figura 7 se muestra el monitoreo y regulación de variables a través de ARDUINO.

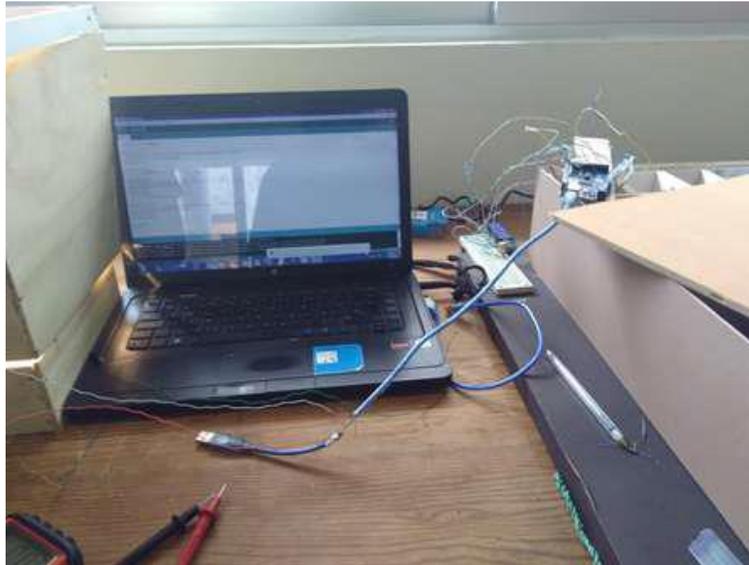


Figura 7. Monitoreo y control de variables físicas.

d. Acondicionamiento de las señales de salida y Actuadores

Los elementos Actuadores considerados fueron los siguientes:

- ✚ Ventilador de CD de 5 Volts para el control de temperatura.
- ✚ Leds ultrabrillantes para el sistema de iluminación.
- ✚ Relevador para la activación del sistema de riego.
- ✚ Buzzer para la emisión de sonido de alarma.

De igual manera, para la activación de los sistemas actuadores se implementaron interfaces electrónicas necesarias para su operación.

e. Diseño e implementación del sistema de alimentación a través de paneles FV

Para la parte de la generación de energía eléctrica que alimento el sistema se utilizaron 2 paneles solares de silicio policristalino marca SUNSOL-TEC de 10 Watts cada uno.

Asimismo, de implemento un sistema de acondicionamiento de voltaje y corriente proveniente de los paneles para acotar dichos parámetros en función de los requerimientos

energéticos tanto de las etapas de entradas y salidas, así como del elemento principal de control (ARDUINO MEGA).

Por último, se contempló un sistema de respaldo de energía a través de una batería recargable para los momentos que los paneles no entregarán la suficiente potencia eléctrica para hacer funcionar el sistema.

En la figura 8 puede apreciarse un diagrama del sistema de alimentación.

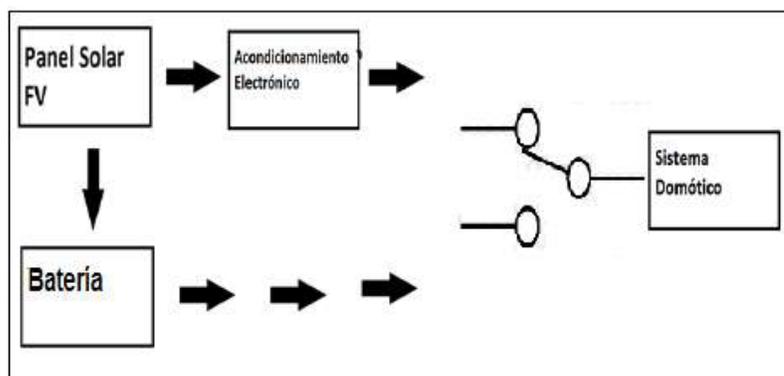


Figura 8. Diagrama del sistema de alimentación.

4. Resultados

En esta sección se describen los resultados del presente trabajo los cuales fueron divididos, para su comprensión, en tres apartados:

- ✚ Resultados del monitoreo y análisis de variables climatológicas.
- ✚ Resultados del consumo energético del Sistema Domótico y de la potencia entregada por los paneles.
- ✚ Resultados del prototipo final implementado

a. Monitoreo y análisis de variables climatológicas

En las figuras 9, 10 y 11 se pueden apreciar las gráficas del comportamiento de la irradiancia y temperatura en la región durante los meses de agosto, septiembre y octubre.

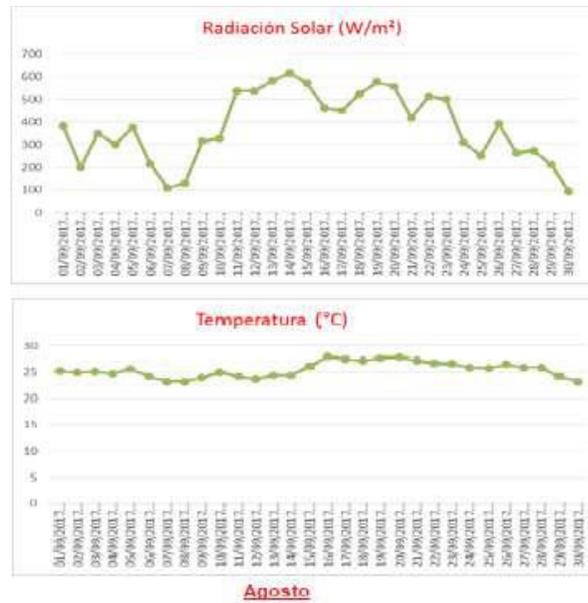


Figura 9. Irradiancia y temperatura diarias durante el mes de agosto 2018.

En la tabla 1 se muestran los valores promedio por mes de las variables de interés.

Como se puede apreciar, la irradiancia es baja dado que la continua presencia de nubes en la región afecta este parámetro. Por otro lado, el valor de la temperatura, si bien es algo elevado, no tendrá un impacto notable en el desempeño energético del panel solar.

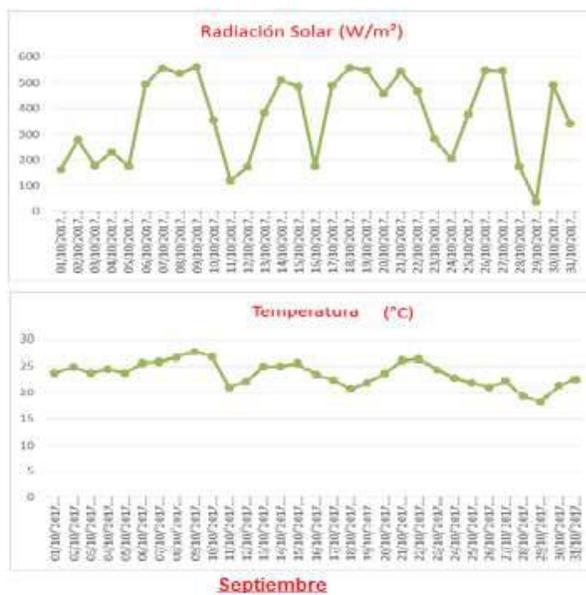


Figura 10. Irradiancia y temperatura diarias durante el mes de septiembre 2018.

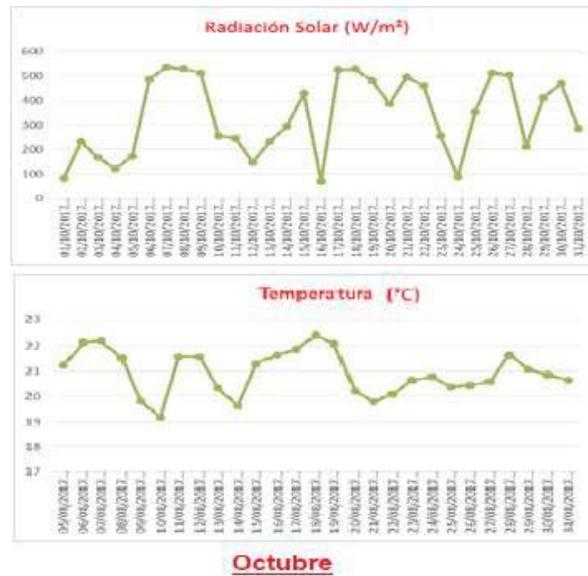


Figura 11. Irradiancia y temperatura diarias durante el mes de octubre 2018.

Tabla 1. Tabla de valores promedio.

Mes	Irradiancia	Temperatura [W/m^2]	Propiedad [$^{\circ}C$]
Agosto		468	28
Septiembre		378	26
Octubre		370	24

b. Potencia entregada por los paneles y consumo energético del Sistema Domótico

Para verificar cual sería el desempeño energético del panel solar bajo los valores promedio mostrados en la tabla I, dichos valores fueron introducidos en la ecuación 1 para conocer cuanta corriente eléctrica entregaría el panel bajo dichas condiciones. Posteriormente este valor se multiplico por 20 Volts (el cual es un valor promedio del voltaje que entrega el panel) y, al multiplicar voltaje por corriente, se obtiene la potencia eléctrica que entregaría el panel solar (tabla 2). Posteriormente se realizó una estimación energética de cuanta potencia consumiría el Sistema Domótico a escala. Los resultados se muestran en la tabla 3.

Tabla 2. Potencia eléctrica estimada del panel solar.

Mes	Corriente [A]	Potencia [W]
Agosto	0.304	6.09
Septiembre	0.245	4.91
Octubre	0.240	4.81

Tabla 2. Potencia eléctrica estimada del panel solar.

Componente	Cantidad	Potencia Consumida [mW]
HC-SR04	1	75
DHT11	1	1.5
Arduino Mega	1	2500
Motor 5V	1	9000
Diodo Led	14	1400
Fotorresistencia	1	0.125
Termistor	1	0.1
Total		12.97Watts

Verificando los datos de las tablas II y III se concluyó que, al menos, se requerían 2 paneles para poder alimentar el sistema domótico completo.

c. Resultados del prototipo final implementado

En las figuras 12 y 13 se muestra el prototipo terminado.



Figura 12. Prototipo de vivienda a escala.

En las figuras 14, 15 y 16 se muestra la ubicación de algunos sensores para el monitoreo de variables físicas.



Figura 13. Sistema Domótico basado en Energía Solar Fotovoltaica.



Figura 14. Ubicación del sensor de luminosidad.



Figura 15. Ubicación del sensor de humedad.



Figura 16. Ubicación del sensor de proximidad.

5. Conclusiones

En el presente proyecto, se logró implementar un sistema domótico básico para monitorear y controlar cuatro variables físicas de interés: temperatura, humedad, luminosidad y detección de movimiento.

En el prototipo a escala, se logró implementar un sistema de alimentación basado en energías renovables que energizaban al sistema domótico.

Cabe mencionar que el prototipo de vivienda está diseñado en base a una vivienda real de tipo interés social. En un trabajo a futuro se pretende implementar dichos sistemas en una vivienda real y hacer un análisis costo-beneficio para proyectar este sistema a un mercado dirigido a desarrolladoras inmobiliarias o particulares interesados.

La naturaleza del sistema implica Múltiples entradas (4 sensores) y Múltiples salidas (4 actuadores).

El algoritmo de control está basado en el esquema de control de tipo ON-OFF (Todo-nada). La programación en Arduino fue basada en las librerías preestablecidas y lazos IF en rangos deseables de señales de luminosidad, temperatura, humedad y distancia. En un futuro se abordarán otras estrategias de control como el PID, control difuso, PWM entre otros.

Actualmente se está trabajando en la etapa de análisis para conocer el ahorro energético que implicaría el implementar estas fuentes renovables en una vivienda real.

Este trabajo ha sido presentado (durante este año) en un congreso nacional, un seminario local y un concurso de prototipos.

Asimismo, este trabajo ha sido enviado a una editorial de desarrollo tecnológico para su posterior publicación.

Actualmente, 2 estudiantes de licenciatura se encuentran elaborando su Tesis de Licenciatura bajo los esquemas trabajados en el presente trabajo.

Agradecimiento

El presente proyecto fue realizado mediante el “Programa para el Desarrollo Profesional Docente para el Tipo Superior (PRODEP)” bajo el apoyo de Incorporación de Nuevos Profesores de Tiempo Completo (NPTC) en su convocatoria 2017. Asimismo, se agradece el apoyo de los alumnos de la Licenciatura en Ingeniería Mecánica Eléctrica: Néstor Antonio Rivera y Yoshio Josafat del Angel Rubio por su compromiso y dedicación al presente proyecto.

Referencias

- [1] Romero Morales, C. (2010) Domótica e Inmiótica. Viviendas y edificios inteligentes, 3ra. Ed., Ra-Ma Editorial.
- [2] Werner, H. (2010) Domótica para viviendas y edificios. 1ra ed., Editorial Marcombo.
- [3] Ackermann, T. (2005) Wind power in power systems. John Wiley.
- [4] Rekoua, D. (2012) Optimization of photovoltaic power systems. 1ra. Ed. Springer.
- [5] Messenger, R. A. (2010) Photovoltaic systems engineering. 1ra. Ed. CRC press.
- [6] Bhuvaneswari, G. (2010) Development Of A Solar Cell Model In Matlab For PV Based Generation System. IEEE International Energy Conference.
- [7] Carcangiu, S., Montisci, A. (2012) A building-integrated eolic system for the exploitation of wind energy in urban areas. Energy Conference and Exhibition (ENERGYCON) IEEE.

18 | Modelado Determinista de Procesos de Difusión a través de Sistemas Lineales por Partes y Caos

H. E. Gilardi-Velázquez⁵⁶, E. Campos-Cantón⁵⁷.

Resumen

A partir de la ecuación de Langevin, un modelo determinista para la generación de movimiento Browniano es propuesto. Reemplazando el término estocástico por una variable de estado adicional da un grado de libertad más a la ecuación de Langevin y la transforma en un sistema de tres ecuaciones diferenciales lineales. Como parte de la aceleración fluctuante se establecen superficies de conmutación en el modelo. El sistema final no contiene términos estocásticos, esto es, el movimiento obtenido es completamente determinista. Además, del análisis de series de tiempo, encontramos que el comportamiento del sistema presenta las propiedades características de movimiento Browniano, tales como: crecimiento lineal en tiempo para el desplazamiento cuadrado promedio, distribución de probabilidad Gaussiana para el desplazamiento promedio.

Palabras Clave: Sistemas Lineales, Caos, Modelado Determinista.

⁵⁶H. E. Gilardi-Velázquez (✉)
Universidad Autónoma de San Luis Potosí.
Facultad de Ciencias, Av. Chapultepec 1570, Privadas del Pedregal, 78295, San Luis Potosí, S.L.P., México.
e-mail. hector.gilardi@uaslp.mx

⁵⁷E. Campos-Cantón (✉)
Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica A.C.
División de Matemáticas Aplicadas, Camino a la Presa San José 2055 col. Lomas 4a Sección, 78216, San Luis Potosí, S.L.P., México.
e-mail. eric.campos@ipicyt.edu.mx

1. Introducción

La ecuación de Langevin ha sido usada en muchas áreas, tales como modelar procesos de evacuación [23], conteo de photoelectrones [24], analizando la bolsa de valores [25], estudiando suspensiones en fluidos [26], dinámica de conjunto de deuterones [27], dinámica de proteínas [28], auto organización en sistemas complejos [29], etc. Para otras aplicaciones de la ecuación de Langevin en física, química e ingeniería eléctrica, nos podemos referir a [30]. El estudio de la ecuación de Langevin clásica está basado en el movimiento Browniano con la hipótesis de que en proceso es un proceso de Márkov, esto es, las fuerzas aleatorias son independientes, por lo tanto, no tienen memoria. A pesar de que la ecuación de Langevin juega un papel importante en muchos campos, todavía hay algunos comportamientos como la difusión anómala (superdifusión y subdifusión), ley de potencia, interacciones de largo alcance que la ecuación clásica de Langevin no puede describir bien. Es común encontrar problemas físicos modelados a partir de variaciones en el modelo de Langevin [7], [8], [9], [10]. Por ejemplo: el movimiento Browniano de un dipolo molecular en un potencial periódico [15]. En estos casos donde son considerados otros factores en la ecuación de Langevin es conocido como la ecuación de Langevin generalizada (GLE) [11]. Se ha mostrado que para los distintos casos derivados de la GLE es posible obtener distintos comportamientos. La GLE se ha aplicado a muchos sistemas los cuales son caracterizados por un proceso de difusión anómalo en los cuales diferentes Kernels de memoria son considerados. En este sentido S.C. Kou and X. Sunney Xie [12] usan la GLE con ruido gaussiano fraccionario para describir el fenómeno de subdifusión de la transferencia de un electrón dentro de una proteína. Así mismo, Wei Min et. al. [13] Determinan a través de la GLE el kernel de memoria de las fluctuaciones entre el par fluorescein-tyrosine dentro de una proteína compleja. Por otro lado, también lo podemos encontrar en varios campos de la física, con un movimiento armónico perturbado por alguna interacción con un objeto. Por lo cual es importante analizar los efectos asociados con la naturaleza desordenada de un entorno a través del estudio de la dinámica de disipación de un oscilador armónico inmerso en un ambiente desordenado. A. D. Viñales [14] derivan la solución exacta para la GLE de una partícula bajo la influencia de una fuerza externa armónica usando la teoría de Laplace. Adicionalmente, S. Burov and E. Barkai, describen la dinámica de una partícula armónica a través de la ecuación de Langevin fraccional considerando los casos: sobreamortiguado, subamortiguado y críticamente

amortiguado para los cuales encuentran comportamientos diferentes de los normales. Es importante recalcar que en cada uno de los trabajos antes mencionados el comportamiento dinámico obtenido en cada caso difiere de los demás, esto muestra la versatilidad de la ecuación de Langevin para caracterizar distintos fenómenos de difusión. Por lo tanto, varios modelos fraccionarios basados en la ecuación de Langevin fueron propuestos en [30], [31], [32]. Es por eso que la ecuación de Langevin fraccionaria puede capturar las características que la ecuación Langevin no puede hacer.

Además, se cree que el movimiento Browniano se puede derivar totalmente de modelos Hamiltonianos de mecánica clásica, según el método de Van Hove [15], Prigogine y Grigolini [16], [17]. El movimiento Browniano se ha estudiado como un proceso estocástico continuo en el tiempo caracterizado por una distribución normal, el cual puede explicarse a escala molecular por una serie de colisiones en una dimensión, en la cual pequeñas partículas experimentan choques con una partícula mayor [4].

a. Modelo Einstein

Durante el desarrollo de la teoría de la cinética molecular descubrió que es posible observar el movimiento de partículas microscópicas suspendidas lo cual era entonces muy similar al movimiento Browniano. Einstein propone una función de probabilidad $\rho(x, t)$ de encontrar una partícula Browniana en una posición x a un tiempo t dada por [3]:

$$\rho(x, t) = \frac{1}{(4\pi Dt)^{3/2}} e^{-\frac{|x|^2}{4Dt}} \quad (1)$$

donde D es el coeficiente de difusión el cual relaciona a una fuerza externa (fuerza virtual), relacionada a la densidad del fluido y su temperatura, con lo cual considerando que la partícula Browniana experimenta una resistencia viscosa $mv = 6\pi\eta a$, con m la masa de la partícula, v su velocidad, a el radio de la partícula y η el coeficiente de viscosidad se obtuvo que el coeficiente de difusión es de la forma:

$$D = \frac{kT}{6\pi\eta a} \quad (2)$$

Con dicha densidad de probabilidad y el coeficiente de difusión. Einstein llega a que el desplazamiento cuadrado promedio de una partícula Browniana a un tiempo τ está dado por:

$$\overline{\Delta x^2} = \frac{RT}{N} \frac{1}{3\pi\eta a} \tau \quad (3)$$

Este modelo determina la naturaleza del movimiento, más sin embargo no proporciona una teoría dinámica sobre el fenómeno.

b. Modelo Langevin

Langevin postuló que, primero, la partícula sentiría una fuerza de fricción simplemente por estar inmersa en un líquido. De acuerdo a la ley de Stokes para una partícula de radio r en un medio de viscosidad η , el cambio de la velocidad de la partícula en el tiempo satisface [5]:

$$\frac{dv}{dt} = -6\pi\eta r v = -\gamma v \quad (4)$$

A esta ecuación Langevin agrega una fuerza estocástica a la que le llama fuerza complementaria relacionada a la irregularidad de los impactos de las moléculas del fluido. Con esto Langevin postuló la siguiente ecuación, que lleva su nombre:

$$m \frac{dv}{dt} = -\gamma v + A_f(t) \quad (5)$$

donde el término $A_f(t)$ representa la fluctuación en la aceleración, el cual provee el carácter estocástico del movimiento Browniano y caracteriza un proceso Gaussiano.

Con este modelo Langevin llega al mismo resultado que Einstein acerca del desplazamiento cuadrado promedio de la partícula dado por la ecuación (3), así como a proveer un modelo más general y exacto para la dinámica de una partícula Browniana.

2. UDS

Considere un sistema dinámico en el espacio métrico definido por una clase de sistemas lineales afín dados por:

$$\dot{X} = AX + B(X) \quad (6)$$

donde $X = (x_1; x_2; x_3)^T \in R^3$ es el vector de estados, $B = (b_1; b_2; b_3)^T \in R^3$ representa un vector real y $A \in R^{3 \times 3}$ denota el operador lineal que es no singular con entradas $(a_{ij}), i, j = 1; 2; 3$. El punto de equilibrio de este sistema resulta en $X^* = -A^{-1}B$.

La clase de sistemas lineales afín considerados aquí, son aquellos que presentan oscilaciones al rededor del equilibrio de acuerdo con las variedades estables e inestables E^s y E^u , respectivamente. Estas variedades son definidas de tal forma que $\vartheta = (\vartheta_{1,2,3})$ es un conjunto de eigenvectores columna tal que $A\vartheta_i = \lambda_i\vartheta_i$ con $i = 1; 2; 3$; $E^s = \text{Span}\{\vartheta_1\}$ y $E^u = \text{Span}\{\vartheta_{2,3}\}$.

Definición 1. [34] Un sistema lineal $\dot{X} = AX$, donde $X \in R^3$ es el vector de estados, $A \in R^{3 \times 3}$ es el operador lineal y $\lambda_i, i = 1; 2; 3$, son los eigenvalores de A . Si $\sum_{i=1}^3 \text{Re}(\lambda_i) < 0$, y λ_i es un número real negativo ($\lambda_i < 0$), con $\lambda_{2,3}$ complejos conjugados con parte real positiva ($\text{Re}\{\lambda_{2,3}\} > 0$) entonces el sistema lineal es llamado un UDS de tipo I.

Si el sistema lineal afín dado por ec. (6) satisface la definición 1 con $B = 0$ entonces es posible generar un atractor A por medio de un sistema PWL bajo las siguientes consideraciones para el vector B:

$$\dot{X} = AX + B(X) \quad (7)$$

$$B(X) = \begin{cases} B_1 & \text{si } X \in D_1 \\ B_2 & \text{si } X \in D_2 \\ \vdots & \vdots \\ B_k & \text{si } X \in D_k \end{cases}$$

El vector afín B debe ser una función de conmutación que cambie dependiendo del dominio, $D_1 \subset R^3$ con $R^3 = \bigcup_{i=1}^k D_i$, donde esté localizada la trayectoria.

Consideramos la siguiente familia de sistemas lineales afín que por simplicidad y sin pérdida de generalidad, asumimos que la ec. (6) está dada por una ecuación tipo Jerk [22]:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\alpha & -\beta & -\gamma \end{pmatrix} \quad (8)$$

donde $\alpha, \beta, \gamma \in \sigma(X): R^3 \rightarrow R$ es una función escalón la cual está determinada por una ley de conmutación para controlar el equilibrio del sistema como sigue:

$$\sigma(X) = \begin{cases} b_1 & \text{si } X \in D_1 = \{\chi \in R^3: V^T \chi < \delta_1 \\ b_2 & \text{si } X \in D_2 = \{\chi \in R^3: \delta_1 \leq V^T \chi < \delta_2 \\ \vdots & \vdots \\ b_m & \text{si } X \in D_m = \{\chi \in R^3: \delta_{m-1} \leq V^T \chi \end{cases} \quad (9)$$

Donde $b_i \in R$ y $D_i, i = 1, \dots, m$, genera una partición del espacio de fase, con $v \in R^3$ (con $v \neq 0$) un vector constante y $\delta_1 \leq \delta_2 \leq \dots \leq \delta_{m-1}$ determina las superficies de conmutación $\Sigma_j = \{\chi \in R^3 | V^T \chi = \delta_j\}, j = 1, \dots, m - 1$. En particular, asumimos que las superficies de conmutación Σ_j son definidas usando $V = [1, 0, 0]^T \in R^3$ y diferentes valores de δ_j . El rol de la función de conmutación σ es el de especificar cual vector constante se activa para un dominio dado D_i , esto es, si $\sigma(\chi) = b_i$ para $i \in I = \{1, \dots, m\}$, entonces el sistema lineal afín que gobierna la dinámica en el dominio de conmutación D_i está dado por $\dot{\chi} = A\chi + (0, 0, b_i)^T$.

Nuestro caso de estudio es cuando cada dominio de conmutación contiene un único punto de equilibrio tipo silla en $\chi_i^* = A^{-1}B_i$, con $i \in I$. El mecanismo de generación de atractores multi-enroscado basado en esta clase de sistemas es de acuerdo con las variedades estables e inestables. Por ejemplo, considerando dos dominios D_i y D_{i+1} , y la superficie de conmutación Σ_i entre ellos. Cuando la trayectoria $\phi_t(\chi_0)$, con condición inicial $\chi_0 \in D_i$, alcanza a superficie de conmutación Σ_i y cruza a la región D_{i+1} , donde es nuevamente atrapada en un nuevo enroscado con punto de equilibrio localizado en $\chi_{i+1}^* = A^{-1}B_{i+1}$.

Hay dos factores importantes sobre la generación de atractores multi-enroscados, primero que los enroscados son generados de acuerdo con los eigenvalores complejos conjugados con parte real positiva, por lo cual los enroscados incrementan su tamaño de acuerdo a su variedad inestable. Segundo, que la trayectoria del sistema la cual oscila alrededor del punto de equilibrio χ_i^* escapa desde el dominio D_i . Esto ocurre cerca de la

variedad inestable $E_i^u \subset D_i$ donde cruza la superficie de conmutación y es atraída por la variedad estable $E_{i+1}^s \subset D_{i+1}$ hacia el punto de equilibrio χ_{i+1}^* en el dominio D_{i+1} . El proceso es repetido en forma inversa formando enroscados alrededor de cada punto de equilibrio.

En este contexto, el sistema (6)-(8) puede desplegar varios atractores multi-enroscados como resultado de la combinación de varias trayectorias de un espiral [21], donde la conmutación entre regiones está gobernada por la función de conmutación (9).

Agregar más equilibrios al sistema se puede implementar fácilmente mediante el uso de una función escalón, en lugar de generar superficies de conmutación manualmente, esto es, utilizando una función de generación automática de escalones tal como se ha aplicado en [19]. Aquí una función $round(x)$ se implementará para simplificar y automatizar este proceso. La función se definirá de la siguiente manera:

$$round(x) = \begin{cases} [x - 1/2], & \text{para } x < 0 \\ \lfloor x - 1/2 \rfloor, & \text{para } x \geq 0 \end{cases} \quad (10)$$

Por ejemplo, para tener superficies de conmutación y ubicaciones de puntos de equilibrio similares a las descritas en ec. (9), Considere el vector de conmutación $b = (0, 0, b_3)^T$ dado por la siguiente función:

$$b_3(x_x) = c * round(x_1/\alpha) \quad (11)$$

donde $c \in R$ corresponde a la amplitud de la función que es similar a la variable c_i , y α corresponde a la longitud del paso dado por la función redondeo centrada en el origen.

3. Modelo Determinista para una Partícula Libre

El principio del movimiento Browniano es una partícula suspendida. El movimiento de esta partícula ocurre debido a las colisiones entre las moléculas del fluido, y considerando que en cada colisión una molécula cambia su velocidad en pequeñas cantidades. Este hecho se debe a que la partícula suspendida en condiciones normales sufre aproximadamente 10^{21} colisiones por segundo, entonces el efecto acumulado resulta ser considerable. Cada una de estas colisiones está siempre determinada por el último evento

el cual es producido por las interacciones físicas en el sistema. Dado que se puede pensar que cada colisión produce un cambio en el camino de la partícula, no se puede esperar seguir el camino con ningún detalle, esto es, los detalles de la trayectoria que sigue la partícula son infinitamente finos. Por lo tanto, la partícula Browniana realiza un movimiento fluctuante. Es por esto que los modelos estocásticos de movimiento Browniano siguen el movimiento promedio de una partícula, no una trayectoria particular de una partícula.

La teoría estocástica del movimiento Browniano de una partícula libre (en ausencia de un campo de fuerza externo) generalmente se rige por la ecuación de Langevin.

Se hicieron dos suposiciones principales sobre este término estocástico $A_f(t)$ para producir el movimiento Browniano:

- ✚ $A_f(t)$ es independiente de x y v .
- ✚ $A_f(t)$ varía extremadamente rápido en comparación con la variación de v .

La última suposición implica que existe un intervalo de tiempo Δt durante el cual las variaciones en v son muy pequeñas. Alternativamente, podemos decir que, aunque $v(t)$ y $v(t + \Delta t)$ difieran en una cantidad insignificante, no exista correlación entre $A_f(t)$ y $A_f(t + \Delta t)$ debido a que es un término estocástico.

Para generar un modelo determinista de movimiento Browniano, se agrega un grado de libertad adicional al sistema (4) para evitar el término estocástico mediante el reemplazo de la aceleración fluctuante $A_f(t)$. Cambiamos el término estocástico A_f por una nueva variable z que se define mediante una ecuación diferencial de tercer orden como se reporta en [19]. La variable propuesta z actúa como aceleración fluctuante y produce un movimiento dinámico determinista sin término estocástico, pero el comportamiento presenta las características estadísticas del movimiento Browniano tal como se mostró en trabajos previos [18]. Sin embargo, en nuestro modelo, la aceleración fluctuante tiene una dependencia directa de la posición, velocidad y aceleración debido a la ecuación Jerk implicada [38]. Cuando una partícula se mueve en un fluido, la fricción y las colisiones con otras las partículas, que existen en el entorno, necesariamente producen cambios en la velocidad y aceleración del movimiento; todos estos cambios se consideran en la ecuación Jerk. Sin pérdida de generalidad, definimos nuestro enfoque basado en sistemas disipativos inestables (UDS) [20], [21] como sigue:

$$\begin{aligned}
 \dot{x} &= v \\
 \dot{v} &= -\gamma v + z \\
 \dot{z} &= -a_1 x - a_2 v - a_3 z - a_4(x)
 \end{aligned}
 \tag{12}$$

donde $a_i \in R$ son parámetros constantes, con $i = 1, 2, 3$, y $a_4 \in R$ actúa como una función constante por partes, esto es, una función escalón.

Ahora construimos superficies de conmutación (SW), figura 1. Sin pérdida de generalidad, las SW se definen por planos perpendiculares al eje x , por lo que los dominios se definen entre estas SW que se consideran como fronteras de cada dominio. En el caso de sistemas reales, las SW se puede ver como un potencial de múltiples pozos con tiempo de escape fluctuante corto, donde cada dominio definido por las SW conserva su comportamiento inestable de acuerdo con la parte lineal del sistema. El parámetro a_4 es definido como sigue

$$a_4(x) = c_1 \text{round}(x/c_2) \tag{13}$$

con $c_1, c_2 \in R$ constantes. Aquí, la función $\text{round}(x)$ se implementará para simplificar el proceso de generación de las SW.

La Figura 2 muestra una serie de tiempo de la posición de una partícula para donde se puede ver claramente el comportamiento característico del movimiento Browniano. La trayectoria del movimiento Browniano está determinada por las condiciones iniciales y los valores de los parámetros antes mencionados. Como hay muchos pasos con una duración de tiempo corto y pocos pasos con una duración de tiempo prolongada, se observa el desplazamiento cuadrado medio pronosticado en tiempos cortos.

Las Figuras 3 y 4 muestra las propiedades estadísticas obtenidas para las series de tiempo del sistema (12). La figura 3 muestra el crecimiento lineal en el tiempo del desplazamiento cuadrático medio predicho, en relación con el movimiento Browniano tradicional distribuciones de probabilidad Gaussianas de valor cero pueden ser observadas en las Figuras 4 (a), (b), (c) para desplazamiento, velocidad y aceleración de la partícula, respectivamente.

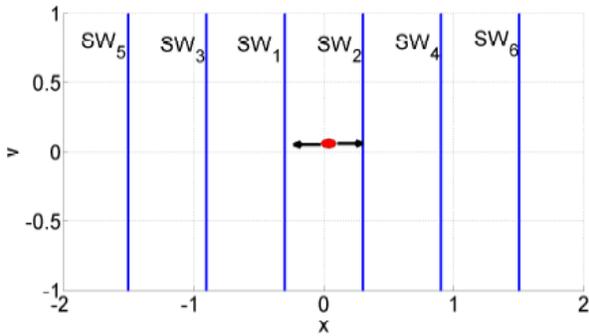


Figura 1. Proyección de SW perpendicular sobre el plano (x, v) (líneas azules), el punto rojo representa una partícula Browniana que se desplaza a lo largo de una dimensión x . La SW delimita cada región de potencial y cuando la partícula cruza la superficie representa un cambio de potencial en la partícula.

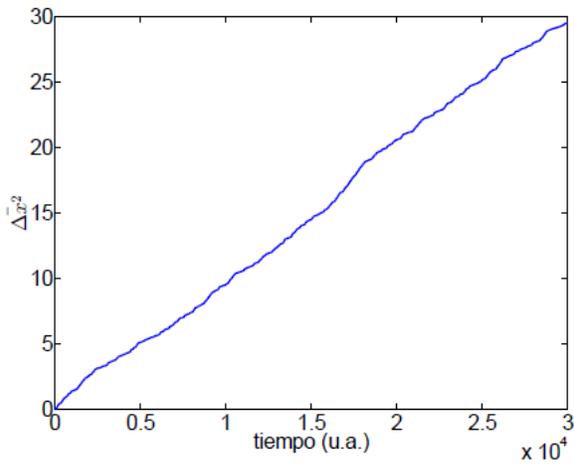


Figura 3. Desplazamiento cuadrático medio obtenido de la solución del sistema (12), del cual se muestra un crecimiento lineal en el tiempo.

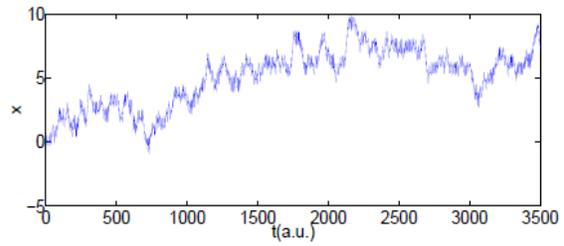


Figura 2. Serie de tiempo (U.A.) x de movimiento Browniano determinista obtenida con el modelo propuesto dado por (12).

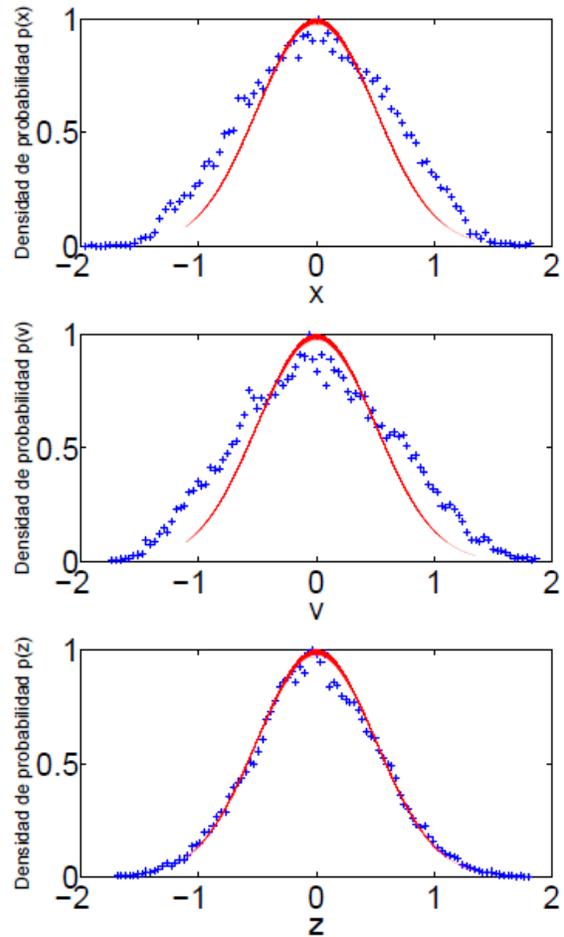


Figura 4. Propiedades estadísticas obtenidas del sistema (12), La densidad de probabilidad obtenida para el movimiento mostrado por medio de un histograma normalizado (línea azul punteada), para desplazamiento (a), velocidad (b), y aceleración (c), comparada con una distribución Gaussiana teórica (línea roja punteada).

4. Modelo de Difusión bajo un Campo de Fuerza Externo

El uso de la ecuación de Langevin ha sido ampliamente discutido y estudiado, pero es común encontrar problemas físicos modelados a partir de variaciones en el modelo de Langevin [7], [8], [9], [10]. Por ejemplo: el movimiento Browniano de un dipolo molecular en un potencial periódico [14]. S.C. Kou y X. Sunney Xie [12] usan la ecuación de Langevin generalizada con ruido Gaussiano Fraccionario para describir el fenómeno de subdifusión de la transferencia de un electrón dentro de una proteína.

5. Movimiento Browniano en un Campo de Fuerza

Supongamos una partícula Browniana inmersa en un campo de fuerzas externo dado por $K(x, t)$ en unidades de aceleración, la ecuación de Langevin dentro de la teoría de Ornstein-Uhlenbeck resulta:

$$\begin{aligned} dx(t) &= v(t)dt \\ dv(t) &= K(x(t), t)dt - \gamma v(t)dt + dB(t) \end{aligned} \quad (14)$$

Siguiendo la metodología propuesta en el capítulo 4 el término estocástico es reemplazado por un término determinista.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= y \\ \dot{y} &= K(x(t), t) - \gamma y + z \\ \dot{z} &= a_1 x - a_2 y - a_3 z + a_4(x) \\ a_4 &= c_1 \text{round}(x/c_2) \end{aligned} \quad (15)$$

Ahora para garantizar el comportamiento inestable se considera el operador lineal asociado al Jacobiano del sistema 15, para el cual es necesario encontrar los valores de parámetros tal que el sistema siga siendo UDS tipo I.

El primer caso que se puede considerar, por su simplicidad, es en el cual $K(x(t), t)$ es constante para el cual la solución y comportamiento del sistema no se ve afectado de forma significativa, esto se puede ver en el operador lineal A asociado ya que la derivada es cero y el operador lineal toma la misma forma que en el caso de una partícula libre.

Ahora consideremos el caso en el que $K(x(t), t)$ es lineal e independiente de t como ejemplo tenemos a S. Burov y E. Barkai [39], quienes describen la dinámica de una partícula

armónica a través de la ecuación de Langevin considerando los casos: sobreamortiguado, subamortiguado y críticamente amortiguado. Consideremos entonces el oscilador armónico unidimensional con frecuencia angular ω la ecuación de Langevin en la teoría de Ornstein-Uhlenbeck queda de la forma:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= y \\ \dot{y} &= -\omega^2 x - \gamma y + A_f(t)\end{aligned}\quad (16)$$

Al igual que en la teoría del oscilador armónico, se distinguen 3 casos:

- ✚ Sobreamortiguado $\gamma > 2\omega$.
- ✚ Críticamente amortiguado $\gamma = 2\omega$.
- ✚ Subamortiguado $\gamma < 2\omega$.

Nuestra aproximación determinista queda definida de la forma:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= y \\ \dot{y} &= \omega^2 x - \gamma y + z \\ \dot{z} &= a_1 x - a_2 y - a_3 z + a_4(x) \\ a_4 &= c_1 \text{round}(x/c_2)\end{aligned}\quad (17)$$

donde $a_{i=1,2,3,c_1}$ y c_2 son constantes.

6. Resultados Numéricos para Movimiento Browniano en un Campos de Fuerza Armónico

Considerando los valores de parámetros definidos en la sección anterior las soluciones numéricas obtenidas para los tres casos se muestran en la figura 5 para el caso (a) sobreamortiguado, (b) críticamente amortiguado y (c) subamortiguado. En la cual se pueden observar las series de tiempo para la posición, así como la solución del sistema en el espacio de estados, en estas imágenes se puede ver el comportamiento ruidoso característico del movimiento Browniano, así como el comportamiento oscilatorio asociado al oscilador armónico.

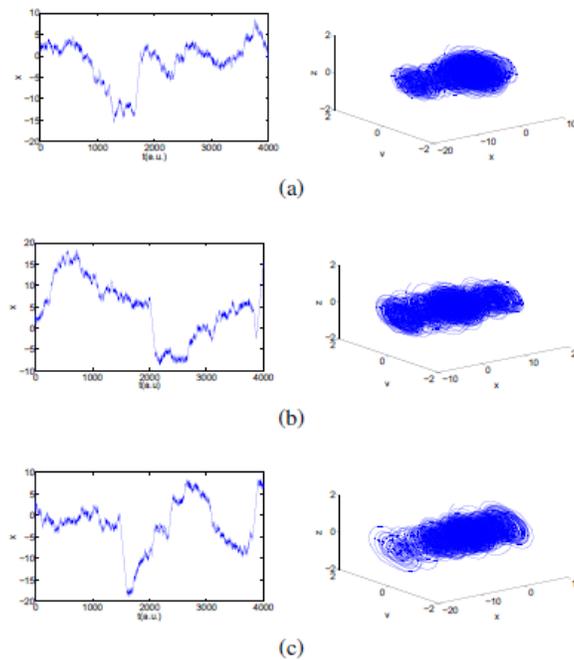


Figura 5. Serie de tiempo (U.A.) de la variable x de movimiento Browniano determinista obtenida con el modelo propuesto bajo un potencial armónico, dado por (17) con $\alpha = 0.95$ y la solución en el espacio de estados respectivamente, para los tres casos (a) sobreamortiguado (b) críticamente amortiguado (c) subamortiguado.

La figura 6 muestra las propiedades estadísticas obtenidas para las series de tiempo del sistema (17). La figura 6 muestra las distribuciones de probabilidad de la partícula en relación con el movimiento Browniano tradicional, distribuciones de probabilidad Gaussianas de valor cero así como el crecimiento lineal en el tiempo del desplazamiento cuadrático medio predicho, para el caso (a) sobreamortiguado, (b) críticamente amortiguado, (c) subamortiguado, en las cuales se puede ver que las distribuciones de probabilidad obtenidas del movimiento generado por nuestro sistema tienen una buena aproximación Gaussiana.

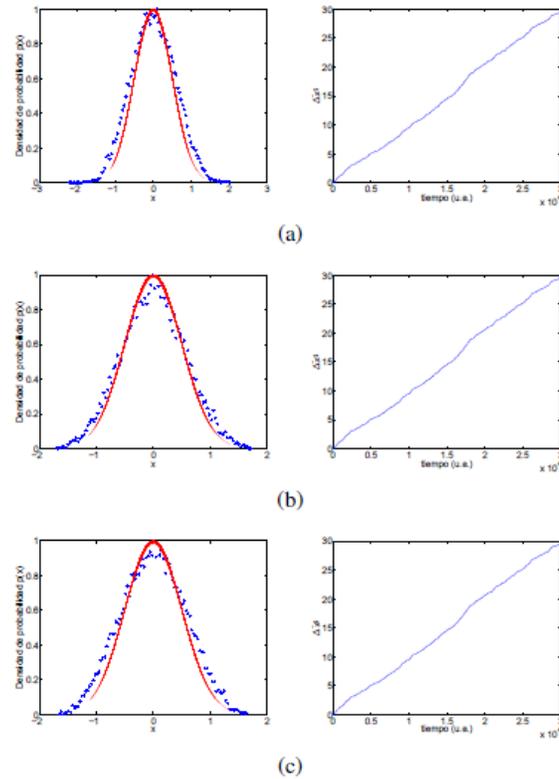


Figura 6. Propiedades estadísticas obtenidas del sistema (17). La densidad de probabilidad obtenida para el movimiento mostrado por medio de un histograma normalizado (línea azul punteada), comparada con una distribución Gaussiana teórica (línea roja punteada), y se muestra un crecimiento lineal para el desplazamiento cuadrado promedio respectivamente. Para los tres casos (a) sobreamortiguado (b) críticamente amortiguado (c) subamortiguado.

7. Conclusiones

Se abordó el problema de modelado del movimiento Browniano desde una perspectiva determinista. Esto es, se obtuvo un modelo determinista que exhibe series de tiempo con propiedades del movimiento Browniano. A partir de la ecuación de Langevin, para la construcción del modelo se utilizaron sistemas lineales por partes basados en la teoría UDS y superficies de conmutación para simular los cambios de potenciales asociados a otras partículas del medio. Dos casos fueron considerados para la construcción de modelos siguiendo la metodología propuesta: el caso de una partícula libre y el caso de una partícula

bajo la influencia de un campo de fuerza externo. El análisis estadístico aplicado a las series de tiempo obtenidas con los modelos propuestos presenta las características típicas del movimiento Browniano, llamadas, crecimiento lineal para el desplazamiento cuadrado promedio, una distribución de probabilidad tipo Gaussiana para el desplazamiento, velocidad y aceleración.

Referencias

- [1] R. Brown, A brief account of microscopical observations made in the months of June, July and August, 1827, on the particles contained in the pollen of plants; and on the general existence of active molecules in organic and inorganic bodies, *Philosophical Magazine N. S.* 4, 161-173, (1828).
- [2] G. E. Uhlenbeck, L. S. Ornstein, On the theory of the Brownian motion, *Physical review*, 36(5), 823 (1930).
- [3] A. Einstein, *Investigations on the theory of Brownian movement*, edited with notes by R. Furth, translated by A. D. Cowper, Dover, Dover publications inc, (1956).
- [4] M. Smoluchowski, *Bulletin international de l'Académie des Sciences de Cracovie. Classe des sciences mathématiques et naturelles. Anzeiger der Akademie der Wissenschaften in Krakau. Mathematisch-naturwissenschaftliche classe, Bull. Int. Acad. Sci. Cracovie. Classe des sciences math. et naturelles*, 202–213 (1906).
- [5] P. Langevin, On the Theory of Brownian Motion, *C. R. Acad. Sci. (Paris)* 146, p. 530–533 (1908).
- [6] E. Nelson, *Dynamical theories of Brownian motion*, Princeton university press, (1967).
- [7] R. Metzler, & J. Klafter, The random walk's guide to anomalous diffusion: a fractional dynamics approach, *Physics reports*, 339(1), 1-77 (2000).
- [8] F. Amblard, A. C. Maggs, B. Yurke, A. N. Pargellis, & S. Leibler, Subdiffusion and anomalous local viscoelasticity in actin networks, *Physical review letters*, 77(21), 4470 (1996).

- [9] Q. Gu, E. A. Schiff, S. Grebner, F. Wang, & R. Schwarz, Non-Gaussian transport measurements and the Einstein relation in amorphous silicon, *Physical review letters*, 76(17), 3196 (1996).
- [10] F. Sciortino, & P. Tartaglia, Harmonic dynamics in supercooled liquids: the case of water, *Physical review letters*, 78(12), 2385 (1997).
- [11] R. Zwanzig, *Nonequilibrium statistical mechanics*, Oxford University Press, USA (2001).
- [12] S. C. Kou, & X. S. Xie, Generalized Langevin equation with fractional Gaussian noise: subdiffusion within a single protein molecule, *Physical review letters*, 93(18), 180603 (2004).
- [13] W. Min, G. Luo, B. J. Cherayil, S. C. Kou, & X. S. Xie, Observation of a power-law memory kernel for fluctuations within a single protein molecule, *Physical review letters*, 94(19), 198302 (2005).
- [14] A. D. Vinales, & M. A. Desposito, Anomalous diffusion: Exact solution of the generalized Langevin equation for harmonically bounded particle, *Physical Review E*, 73(1), 016111 (2006).
- [15] L. Van-Hove, Quantum-mechanical perturbations giving rise to a statistical transport equation, *Physica*, 21(1), 517 (1955).
- [16] I. Prigogine, *Non-Equilibrium Statistical Mechanics*, Courier Dover Publications, (2017).
- [17] P. Grigolini, A. Rocco, and B. J. West, Fractional Calculus as a Macroscopic Manifestation of Randomness, *Physical Review E*, 59(3), 2603 (1999).
- [18] G. Trefan, P. Grigolini, & B. J. West, Deterministic Brownian motion, *Physical Review A*, 45(2), 1249 (1992).
- [19] G. Huerta-Cuellar, E. Jimenez-López, E. Campos-Cantón, A.N. Pisarchik, An approach to generate deterministic Brownian motion, *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, 8, 2740-2746 (2014).

- [20] E. Campos-Cantón, J. G. Barajas-Ramírez, G. Solis-Perales, & R. Femat, Multiscroll attractors by switching systems, *Chaos: An Interdisciplinary Journal of Nonlinear Science*, 20(1), 013116 (2010).
- [21] L. J. Ontañón-García, E. Jiménez-López, E. Campos-Cantón, & M. A. Basin, family of hyperchaotic multi-scroll attractors in R^n , *Appl. Math. Comput.*, 233 (2014).
- [22] E. Campos-Cantón, R. Femat, & G. Chen, Attractors generated from switching unstable dissipative systems, *Chaos: An Interdisciplinary Journal of Nonlinear Science*, 22, 033121 (2012).
- [23] R.A. Kosinski, A. Grabowski, Langevin equations for modeling evacuation processes, *Acta Phys. Pol. B* 3(2), 365–377 (2010).
- [24] K. Wodkiewicz, M.S. Zubairy, Exact solution of a nonlinear Langevin equation with applications to photoelectron counting and noise-induced instability, *J. Math. Phys.* 24(6), 1401–1404 (1983).
- [25] J.P. Bouchaud, R. Cont, A Langevin approach to stock market fluctuations and crashes, *Eur. Phys. J. B* 6(4), 543–550 (1998).
- [26] E.J. Hinch, Application of the Langevin equation to fluid suspensions, *J. Fluid Mech.*, 72(3), 499–511 (1975).
- [27] A. Takahashi, *Basics of Deuteron-Cluster Dynamics by Langevin Equation*, Oxford University Press, (2009).
- [28] J. Schluttig, D. Alamanova, V. Helms, U.S. Schwarz, Dynamics of protein-protein encounter: A Langevin equation approach with reaction patches, *J. Chem. Phys.*, 129(15), (2008).
- [29] J.G.E.M. Fraaije, A.V. Zvelindovsky, G.J.A. Sevink, N.M. Maurits, Modulated Self-Organization in Complex Amphiphilic Systems, *Mol. Simul.* 25(3-4), 131–144 (2000).
- [30] W.T. Coffey, Y.P. Kalmykov and J.T. Waldron, *The Langevin Equation: With Applications to Stochastic Problems in Physics, Chemistry and Electrical Engineering, in Chemistry and Electrical Engineering*, World Scientific Press, Singapore (2004).
- [31] V. Kobelev, E. Romanov, Fractional Langevin Equation to Describe Anomalous Diffusion, *Prog. Theor. Phys.* 2000(139), 470–479 (2000).

- [32] F. Mainardi, F. Tampieri, Diffusion regimes in Brownian motion induced by the Basset history force, Techn. Pap. No 1 (ISAO-TP-99/1), ISAOCNR, 25 (1999).
- [33] H. E. Gilardi-Velázquez, L. J. Ontañón-García D. G. Hurtado-Rodríguez & E. Campos-Cantón, Multistability in Piecewise Linear Systems versus Eigenspectra Variation and Round Function, International Journal of Bifurcation and Chaos, 27(9), 1730031 (2017).
- [34] A. Anzo-Hernández H. E. Gilardi-Velázquez & E. Campos-Cantón. On multistability behavior of Unstable Dissipative Systems, Chaos: An Interdisciplinary Journal of Nonlinear Science, 28(3), 033613 (2018).
- [35] H. E. Gilardi-Velázquez, & E. Campos-Cantón, Nonclassical point of view of the Brownian motion generation via fractional deterministic model, International Journal of Modern Physics C 29(3), 1850020 (2018).
- [36] C. K. Peng, S. V. Buldyrev, S. Havlin, M. Simons, H. E. Stanley, & A. L. Goldberger, Mosaic organization of DNA nucleotides, Physical review E, 49(2), 1685 (1994).
- [37] P. Gaspard, M. E. Briggs, M. K. Francis, J. V. Sengers, R. W. Gammon, J. R. Dorfman, & R. V. Calabrese, Experimental evidence for microscopic chaos, Nature, 394(6696), 865 (1998).
- [38] J. C. Sprott, Some simple chaotic jerk functions, American Journal of Physics 65(6), 537-543 (1997).
- [39] S. Burov, & E. Barkai, Fractional Langevin equation: Overdamped, underdamped, and critical behaviors, Physical Review E, 78(3), 031112 (2008).

19 | Cajas de Sustitución como Mapeos Bidimensionales

J. A. Aboytes-González⁵⁸, J. S. Murguía-Ibarra⁵⁹, M. Mejía-Carlos⁶⁰.

Resumen

En este trabajo se presenta el uso de las cajas de sustitución como un mapeo bidimensional, que intenta emular las propiedades de los mapeos de carácter caótico como el Arnold Cat Map, pero sin hacer uso de tantos recursos para su ejecución.

Palabras Clave: Mapeo Bidimensional, Caja de Sustitución, Caótico.

⁵⁸J. A. Aboytes-González (✉)
Universidad Autónoma de San Luis Potosí
Instituto de Investigación en Comunicación Óptica, Av. Karakorum 1470 Lomas 4a. 78210, San Luis Potosí, S.L.P., México.
e-mail. agustin.aboytes@uasp.edu.mx

⁵⁹J. S. Murguía-Ibarra (✉)
Universidad Autónoma de San Luis Potosí
Instituto de Investigación en Comunicación Óptica, Av. Karakorum 1470 Lomas 4a. 78210, San Luis Potosí, S.L.P., México.
e-mail. ondeleto@uaslp.mx

⁶⁰M. Mejía-Carlo (✉)
Universidad Autónoma de San Luis Potosí
Instituto de Investigación en Comunicación Óptica, Av. Karakorum 1470 Lomas 4a. 78210, San Luis Potosí, S.L.P., México.
e-mail. marcela.mejia@uaslp.mx

1. Introducción

La necesidad de ocultar información de personas que no tengan la autorización ha sido de gran importancia y gracias a esto han surgido técnicas para ocultar la información a simple vista con transformaciones matemáticas simples o complejas. De estas series de técnicas de ocultamiento de la información se acuñó el término criptografía, cuyo significado es el arte de ocultar. Y al paso de los años las técnicas para esconder la información se fueron volviendo más complejas hasta el punto de que son necesaria super computadoras para romper los nuevos sistemas de cifrado de la información.

Sin embargo, en esta época en donde los medios visuales inundan el mercado surge la necesidad de cifrar no solo texto, sino también imágenes, lo que es un problema debido a la naturaleza de las imágenes ya que estas contienen una gran cantidad de correlación entre sus píxeles. Para esto se buscan técnicas que por medio de un proceso les resten correlación a las imágenes antes de ser cifradas.

Una de las técnicas más usadas es aplicar un mapeo de carácter caótico, sin embargo, el problema de estos mapeos es la cantidad de iteraciones que se deben realizar para poder quitarle correlación a la imagen.

Alguno de estos mapeos son los conocidos como Arnold Cat Map o el Mapeo Logístico que por medio de intercalar los píxeles de una imagen en cada iteración que se realiza, obtiene una imagen semejante a una imagen cifrada. Sin embargo, la gran cantidad de iteraciones necesita un consumo de cómputo mayor además de un aumento en el tiempo de cifrado significativo.

Es por esto que nace la necesidad de generar nuevas técnicas que permitan replicar los resultados de aplicar un mapeo a una imagen, pero sin la necesidad de iterar el proceso varias veces. Es aquí donde usando las cajas de sustitución propuestas en [1] obtenemos buenos resultados para dicha tarea de restar correlación a las imágenes.

2. Cajas de Sustitución

La razón de generar las cajas de sustitución es que algunos sistemas de cifrado simétricos como el ESCA [2] resultan ser vulnerables contra ciertos ataques criptográficos como el Efecto Avalanche [3], ya que no poseen la propiedad de no linealidad y es aquí

donde incorporar una caja de sustitución al sistema de cifrado cobra una gran importancia ya que son estas componentes las únicas partes no lineales de los sistemas de cifrados modernos como el AES [4] o el DES [5].

a. Generación de la Caja de Sustitución

En [1] se propone una transformación no lineal para generar la caja de sustitución. La transformación no lineal se basa en el uso de autómatas celulares y posterior cálculo del inverso multiplicativo de los elementos que componen la caja de sustitución. En la ecuación (1) se muestra la transformación lineal.

$$f(x) = \begin{cases} (K * x')^{-1} & \text{si } x \neq 0 \\ 0 & \text{si } x = 0 \end{cases} \quad (1)$$

en donde K representa una matriz de tamaño 8×8 que es generada a partir de la evolución en el tiempo de la condición inicial $[0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0]$ siguiendo la regla local 90 de los autómatas celulares, x representa todos los posibles valores que se pueden generar con 8 bits que son desde 0 hasta 255. Para encontrar el inverso multiplicativo se usan los campos finitos de Galois con ayuda del polinomio irreducible $X^8 + X^6 + X^5 + X^3 + 1$.

b. Pruebas de Seguridad

Para verificar la seguridad del sistema de cifrado se aplican diversas pruebas de analíticas de criptoanálisis como lo son el Efecto Avalanche, la independencia de bits, Probabilidad de Aproximación Lineal y Diferencial, además de obtener el coeficiente de no linealidad de la caja de sustitución. En la siguiente tabla se muestran los resultados obtenidos contra los que se obtienen por la caja de sustitución del sistema AES que es reconocida por ser muy robusta contra ataque de criptoanálisis y como se observa en la tabla los resultados son muy similares por lo que podemos concluir que la caja que se genera en [1] resulta ser buena contra los ataques de criptoanálisis.

Tabla 1. Pruebas estadísticas.

S-Box	SAC	NL	BIC	LP	DP
ESCA	0.4991	112	112	0.0625	0.015625
AES	0.5012	112	112	0.0635	0.015625

Además de aplicar las pruebas antes mencionadas también se aplicaron otra serie de pruebas estadísticas pero esta vez a imágenes que fueron procesadas por la caja de sustitución, las pruebas realizadas fueron la correlación lineal, entropía, homogeneidad, energía y contraste de la imagen. Y nueva mente fueron comparadas a los resultados obtenidos por la imagen original, en la tabla 2 se muestran los resultados y se observa que nuevamente los resultados no distan mucho entre ellos.

Tabla 2. Resultados de las pruebas estadísticas.

Contraste	Correlación	Energía	Homogeneidad	Entropía	Contraste
0.2922	0.9416	0.1214	0.8915	7.5544	0.2922
9.5193	0.0482	0.0173	0.4402	7.5819	9.5193

Los resultados mostrados en la tabla la fila superior corresponde a la imagen original y la de abajo a la imagen semi cifrada.

c. *Multi Cajas de Sustitución.*

Al inicio de esta sección se habló de usar la condición inicial [0 0 0 1 0 0 0] para generar la matriz K que se emplea para generar la caja de sustitución, pero ¿qué pasa si usamos otra condición inicial? Pues la respuesta es que existen 109 condiciones iniciales que generan cajas de sustitución con iguales características de fortaleza que la caja de sustitución presentada en [1].

3. Mapeos Bidimensionales

Para hablar de mapeos bidimensionales, es importante denotar que consiste en una transformación algebraica de tipo $\mathcal{R}^2 \rightarrow \mathcal{R}^2$.

a. Arnold Cat Map

Este mapeo consiste en mover de posición los pixeles de una imagen haciendo que los índices de posición de sus pixeles sean multiplicados por una matriz irreversible [6]. Con la intención de que sea una transformación biyectiva en la ecuación (2) se muestra un ejemplo de esta transformación.

$$\begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \lambda & \lambda + 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \text{mod } N \quad (2)$$

b. Bakers Map

Este mapeo es una variación del Tent Map que al aplicarse a entidades bidimensionales toma el nombre de Bakers Map [7] o en español, el mapeo del carnicero, este mapeo tomo tan singular nombre de la acción de partir una imagen en dos e intercalar estas dos partes, después se aplica otra vez y se hace el mismo proceso hasta que la imagen a la que se le aplica muestra muy poca correlación en comparación a cuando se empezó con el proceso. En la ecuación (3) podemos ver cómo es modelada.

$$S_{baker-folder}(x, y) = \begin{cases} \left(2x, \frac{y}{2} \right) & \text{para } 0 \leq x < \frac{1}{2} \\ \left(2 - 2x, 1 - \frac{y}{2} \right) & \text{para } \frac{1}{2} \leq x < 1 \end{cases} \quad (3)$$

Cabe resaltar que al obtener los mapas de bifurcación [8] de cada mapeo antes mencionados, se obtienen resultados que demuestran un comportamiento caótico, desgraciadamente para obtener este resultado se tiene que aplicar muchas veces a la imagen, lo que conlleva a un exceso de procesamiento computacional con el fin de solo restar correlación a la imagen que deseamos cifrar.

4. Mapeo Propuesto

El mapeo que se propone en este trabajo consiste en utilizar las cajas de sustitución generadas por el algoritmo del trabajo [1], con el fin de ahorrar tiempos de procesamiento

y poder computo necesario para restarle correlación a la imagen con la que estemos trabajando.

La propuesta consiste en generar dos cajas de sustitución con distintas condiciones iniciales y que estas se incluyan en la llave de cifrado del sistema que se esté empleando para cifrar las imágenes, paso siguiente será aplicar un pre cifrado a la imagen utilizando una de las dos cajas de sustitución, después la segunda caja de sustitución será aplicada a los índices de los píxeles de la imagen, este proceso funcionara siempre y cuando la imagen sea menor a 256 x 256 píxeles. En dado caso de que sea más grande se recurrirá a una segunda o tercera caja de sustitución dependiendo del tamaño de la imagen, ya que cada caja de sustitución tiene la capacidad de procesar bloques de 256 x 256 píxeles.

5. Resultados y pruebas

Al aplicar las cajas de sustitución de la forma antes descrita el resultado será una imagen como la que se muestra en la Figura 1, podemos ver que el patrón que muestra la imagen es parecido al de una imagen cifrada. Al medir su correlación lineal y adyacente nos podemos dar cuenta que realmente no existe correlación en la imagen original y su versión semi cifrada. A continuación, mostramos los resultados numéricos de los resultados obtenidos de las pruebas que se le aplicaron en la Tabla 3.

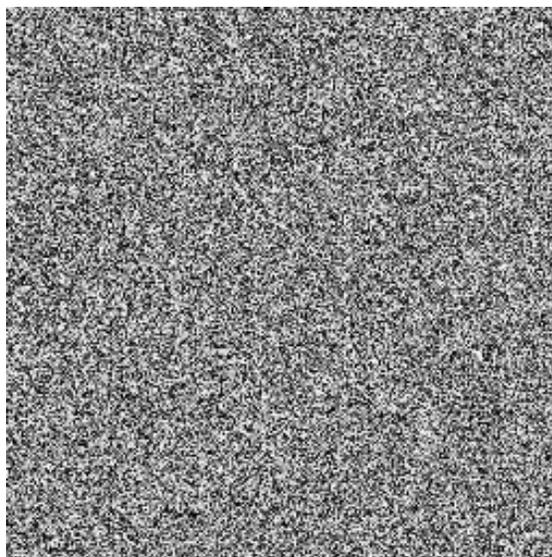


Figura 1. Aplicaciones del cifrado en la imagen.

Tabla 3. resultados obtenidos de las pruebas que se le aplicaron.

Contraste	Correlación	Energía	Homogeneidad	Entropía	Correlación Adyacente	UACI	PSNR
10.59	-0.0021	0.0156	0.3887	7.95	-0.0281	0.3359	0.9959

Si comparamos estos resultados, con los obtenidos y reportados por otros sistemas de cifrado [8], podemos ver que hay mucha similitud y la transformación que se aplicó no es tan complicada como lo puede ser un sistema de cifrado.

6. Conclusión

Como resultados de este trabajo podemos concluir que se diseñó un nuevo mapeo dimensional que permite restarle correlación a las imágenes con prácticamente dos iteraciones en comparación con otros mapeos caóticos antes mencionados. La desventaja de esto es que para dispositivos de memoria limitada contener las cajas de sustitución sería algo muy pesado en cuanto a uso de memoria. Por lo tanto, como trabajo futuro queda el reto de implementar el algoritmo de creación de las cajas de sustitución de una forma más optima, con el propósito de que sea ejecutado por sistemas de poca o nula memoria.

Referencias

- [1] Aboytes-González, J.A., Murguía, J.S., Mejía-Carlos, M. et al. *Nonlinear Dyn* (2018) 94: 2003.
- [2] Ramírez-Torres, M.T., Murguía, J.S., Mejía-Carlos, M.: Image encryption with an improved cryptosystem based on a matrix approach. *Int. J. Mod. Phys. C* 25, 1450054 (2014).
- [3] Shannon, C.E.: Communication theory of secrecy systems. *Bell Labs Tech. J.* 28(4), 656–715 (1949)
- [4] Daemen, J., Rijmen, V.: *The Design of Rijndael*. Springer, New York (2002).
- [5] Webster, A.F., Tavares, S.E.: On the Design of S-boxes, *Advances in Cryptology: Proceedings of CRYPTO '85*, pp. 523–534. *Lecture Notes in Computer Science*

- [6] Farwa, S., Muhammad, N., Shah, T., Ahmad, S.: A novel image encryption based on algebraic S-box and Arnold transform. *3D Disp. Res. Cent.* 8, 1–14 (2017).
- [7] Mao, Y., Chen, G., & Lian, S. (2004). A Novel Fast Image Encryption Scheme Based on 3D Chaotic Baker Maps. *I. J. Bifurcation and Chaos*, 14, 3613-3624.
- [8] Ullah, A., Jamal, S.S., Shah, T.: A novel scheme for image encryption using substitution box and chaotic system. *Nonlinear Dyn.* 91, 359–370 (2018).

20 | Bifurcación de Caos a Estados Periódicos en Sistema de Lorenz Bidireccional Mediante la Variación de la Fuerza de Acoplamiento

L. J. Ontañón-García⁶¹, M. García-Martínez⁶², I. Campos-Cantón⁶³, C. Soubervielle-Montalvo⁶⁴, M. T. Ramírez-Torres⁶⁵.

Resumen

Después de analizar los estados resultantes de dos sistemas de Lorenz interconectados bidireccionalmente mediante la variación de las fuerzas de acoplamiento, se encontró la transición de caos a estados periódicos. Los sistemas pierden estabilidad asintótica para determinados valores de dichas fuerzas de acoplamiento, las cuales han sido ajustadas de manera que sean opuestas en signo, i.e., una positiva y la otra negativa, por lo cual ahora pueden considerarse como parámetros de bifurcación del sistema. El sistema acoplado ha sido estudiado mediante análisis de bifurcaciones, distancia euclidiana entre sus estados y la desviación estándar que presentan a lo largo del tiempo. Ejemplos numéricos de las fases de estado de los sistemas acoplados se presentan para visualizar las orbitas periódicas y caóticas resultantes.

⁶¹L. J. Ontañón-García (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Coordinación Académica Región Altiplano Oeste, Carretera Salinas-Santo Domingo # 200, 78600, Salinas de Hidalgo, S.L.P., México.

e-mail. luis.ontanon@uaslp.mx

⁶²M. García-Martínez (✉)

Tecnológico de Monterrey.

Escuela de Ingeniería y Ciencias, Av. Eugenio Garza Sada 300, Lomas del Tecnológico, 78211, San Luis, S.L.P., México.

e-mail. moises.garcia@itesm.mx

⁶³I. Campos-Cantón (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Facultad de Ciencias, Av. Chapultepec 1570, Privadas del Pedregal, 78295, San Luis Potosí, S.L.P., México.

e-mail. icampos@fciencias.uaslp.mx

⁶⁴C. Soubervielle-Montalvo (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ingeniería, Av. Dr. Manuel Nava 304, Bellas Lomas, 78210, San Luis, S.L.P., México.

e-mail. carlos.soubervielle@uaslp.mx

⁶⁵M. Tulio Ramírez-Torres (✉)

Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Coordinación Académica Región Altiplano Oeste, Carretera Salinas-Santo Domingo 200, 78600, Salinas de Hidalgo, S.L.P., México.

e-mail. tulio.torres@uaslp.mx

Palabras Clave: Control de Bifurcaciones, Oscilaciones y Modelación de Caos e Identificación de Sistemas No Lineales, Estabilidad y Dinámica Compleja.

1. Introducción

Los sistemas acoplados han sido estudiados metódicamente a lo largo de los últimos años en muchas áreas de la ciencia dado que su aplicación y la interconexión entre ellos es de gran importancia. Esto, aunado con el hecho de que los sistemas caóticos son encontrados naturalmente en múltiples sistemas físicos, así como en comportamientos característicos en la naturaleza, han despertado el interés de la comunidad científica a resolver fenómenos complejos mediante diferentes métodos. Por ejemplo, des pues de los trabajos de Pecora & Carrol (1990) sobre los sistemas caóticos acoplados, hubo un gran impacto en temas de sincronización y antisincronización. Dos sistemas pueden interactuar entre ellos de dos formas, principalmente (véase Yu & Zhang (2004) y Ontañón et al. (2013)): i. Unidireccionalmente, cuando la dinámica de un sistema autónomo llamado maestro, se impone ante un sistema conectado llamado esclavo; ii. bidireccionalmente, cuando ambos sistemas interactúan entre si a través de conexiones específicas. Con respecto al último caso, las conexiones de los sistemas bidireccionales son muy comunes en sistemas físicos, tales como, redes y simulación de tráfico [Sommer et al. (2008)] y acoplamiento entre astrocitos y neuronas [Wade et al. (2011), David & Friston (2003)].

Los acoplamientos bidireccionales son un fenómeno común en múltiples áreas, tales como óptica laser [Weiss & King (1982); Hopf et al. (1982)], en la actividad neuronal [Holden & Fan (1992)], y en reacciones químicas [Steinmetz et al. (1993)]. También resulta como un comportamiento común la bifurcación de estados periódicos a soluciones caóticas y viceversa. En particular, este trabajo se implementa el acoplamiento bidireccional entre dos sistemas de Lorenz mutuamente conectados, considerando que la fuerza de acoplamiento fungirá como parámetros. Los valores del acoplamiento serán ajustados de tal forma que serán opuestos en signo, i.e., mientras una fuerza de acoplamiento es positiva, la otra se considerara negativa.

Este artículo se organiza de la siguiente forma: la Sección 2 presenta los preliminares matemáticos. La sección 3 presenta el análisis de los resultados y algunas simulaciones numéricas de los sistemas. Y, por último, las conclusiones se presentan en la Sección 4.

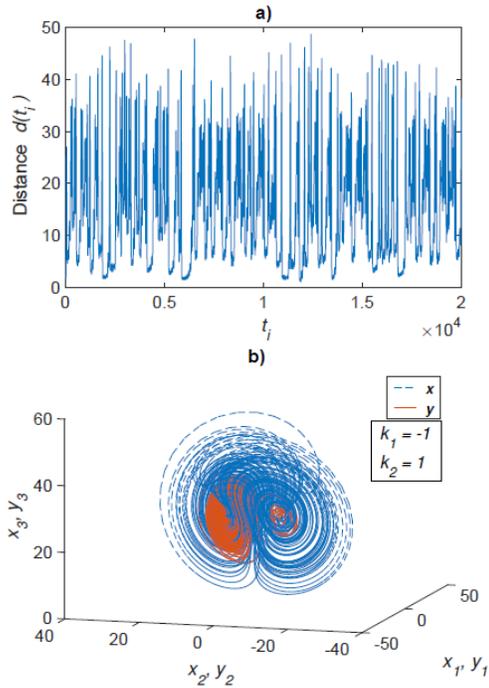


Figura 1. Para los valores de la fuerza de acoplamiento de $K_1 = -1$ y $K_2 = 1$. a) Distancia euclidiana representada en la ec. (4) para $2 * 10^4$ iteraciones simuladas mediante ode45. b) Proyección de las trayectorias de los sistemas acoplados x y y para las iteraciones después de los estados transitorios (i.e. $10^4 < t_i < 2 * 10^4$).

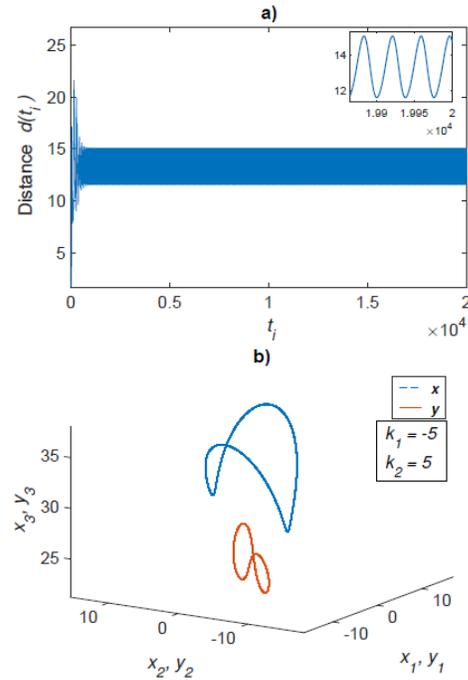


Figura 2. Para los valores de la fuerza de acoplamiento de $K_1 = -5$ y $K_2 = 5$. a) Distancia euclidiana representada en la ec. (4) para $2 * 10^4$ iteraciones simuladas mediante ode45. b) Proyección de las trayectorias de los sistemas acoplados x y y para las iteraciones después de los estados transitorios (i.e. $10^4 < t_i < 2 * 10^4$).

2. Acoplamiento Lineal Bidireccional

El esquema de acoplamiento que se usará a lo largo del artículo será descrito a partir lo expuesto por Yu & Zhang (2004). Considere los siguientes sistemas:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= F(t, x) + k_1(y - x) \\ \dot{y} &= G(t, x) + k_2(x - y) \end{aligned} \quad (1)$$

donde $x \in R^n$ y $y \in R^n$ representan las variables de estado del sistema a acoplar, y $F : R^n \rightarrow R^n$, $G : R^n \rightarrow R^n$ corresponde a la dinámica intrínseca de cada sistema. La fuerza de acoplamiento está dada por $k_1, k_2 \in R^n$, y juntas se encargan de escalar el acoplamiento lineal bidireccional con retroalimentación negativa $(x - y)$ y $(y - x)$, respectivamente. Note que los sistemas son completamente autónomos y desacoplados en el caso particular de $k_1 = k_2 = 0$. La dinámica resultante del Sistema se estudiará de acuerdo a la proposición asintótica $\lim_{t \rightarrow \infty} |x - y| \rightarrow 0$ para detectar sincronización.

Los sistemas que serán considerados están basados en el sistema caótico de Lorenz, dado por:

$$\begin{aligned}\dot{\xi}_1 &= \sigma(\xi_2 - \xi_1) \\ \dot{\xi}_2 &= \xi_2(\rho - \xi_3) - \xi_2 \\ \dot{\xi}_3 &= \xi_1\xi_2 - \beta\xi_3\end{aligned}\tag{2}$$

donde $\sigma, \rho, \beta \in \mathbf{R}$ son los parámetros del sistema y serán considerados de tal forma que presenten comportamiento caótico con los siguientes valores: $\sigma = 10, \rho = 20, \beta = 8/3$. El sistema dado en la ec. (1) tomará la misma forma que en el de la ec. (2), y para este caso los parámetros de los sistemas serán idénticos, aunque diferentes consideraciones podrán ser reportadas después.

Los sistemas acoplados resultarán en la siguiente expresión:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= \sigma(x_2 - x_1) + k_1(y_1 - x_1) \\ \dot{x}_2 &= x_1(\rho - x_3) - x_2 + k_1(y_2 - x_2) \\ \dot{x}_3 &= x_1x_2 - \beta x_3 + k_1(y_3 - x_3) \\ \dot{y}_1 &= \sigma(y_2 - y_1) + k_2(x_1 - y_1) \\ \dot{y}_2 &= y_1(\rho - y_3) + y_2 + k_2(x_2 - y_2) \\ \dot{y}_3 &= y_1y_2 - \beta y_3 + k_2(x_2 - y_3)\end{aligned}\tag{3}$$

Para cuantificar las variaciones entre las órbitas resultantes de las trayectorias del sistema, se utilizarán dos mediciones. Primero la distancia euclidiana de las trayectorias en cada tiempo t_i de manera que:

$$d(t_i) = \sqrt{(d_1)^2 + (d_2)^2 + (d_3)^2}\tag{4}$$

donde $d_1 = (x_1(t_i) - y_1(t_i))$; $d_2 = (x_2(t_i) - y_2(t_i))$; $d_3 = (x_3(t_i) - y_3(t_i))$, y cada t_i corresponde a cada paso en la iteración mediante el método de integración numérica. La segunda media es considerada de la desviación estándar de los promedios de las distancias de las trayectorias a cada tiempo t_i , y se calcularán por medio de:

$$STD = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N |d(t_i)|^2} \quad (5)$$

donde N corresponde a la longitud de total de las trayectorias simuladas del integrados numéricos. Estos valores fueron calculados por medio de la función de desviación estándar de *std* y el integrador numérico *ode45* en MATLAB 2016.

3. Sincronización de los Sistemas Acoplados

Ya que los acoplamientos bidireccionales en los Sistema de Lorenz han sido implementados ampliamente en la literatura (por ejemplo, en Yu & Zhang (2004) y las referencias que ahí se citan), en este trabajo los valores de la fuerza de acoplamiento serán variados de manera que se estudie la relación que esto genera. Los parámetros k_1 y k_2 serán determinados de manera que $k_1 = 0$ y $k_2 = 0$. Primero, considere el valor fijo de $k_1 = -1$ y $k_1 = 1$, las trayectorias resultantes del Sistema acoplado resultan en un comportamiento no sincronizado tal y como se muestra en la figura 1 a) y b) inicializados con diferentes condiciones iniciales, i.e., $x_0 = [0.5, 0, -1]$ y $y_0 = [1, -1, 1]$. Aquí se puede apreciar que la distancia euclidiana (como es representada en la ec. (4) con respecto al número de iteraciones está variando entre 0 y 50 a lo largo del tiempo iterado (en este caso $2 * 10^4$ iteraciones) como lo muestra la Figure 1 a). La representación de estados de la Figure 1 b) ilustra la trayectoria final de los sistemas acoplados en donde se percibe sincronización no idéntica. Representado mediante línea discontinua azul la trayectoria del sistema x y con línea continua naranja la trayectoria del sistema y .

Ahora, cambiando los valores de la fuerza de acoplamiento a $k_1 = -5$ y $k_2 = 5$, los sistemas acoplados presentan una trayectoria periódica como se muestra en la figura 2 a) y b). La distancia se aprecia en la figura 2 a) ilustrando que después de un breve tiempo

transitorio ($\approx 5 * 10^3$) los sistemas oscilan a una distancia periódica. También note el área de acercamiento marcada dentro de la Figura, en donde fácilmente se puede ver esta oscilación periódica de amplitud 3.52 medida entre la distancia mínima 11.57 y la máxima en 15.09. Las trayectorias resultantes de los sistemas acoplados se aprecian en la figura 2 b), donde ambos sistemas resultan no asintóticamente estables. Las condiciones iniciales usadas en la simulación son las mismas que en el caso anterior. Para poder entender la interacción entre los parámetros del acoplamiento bidireccional, un análisis de bifurcación fue implementado mediante las variaciones descritas a continuación.

Considere el valor fijo de $k_2 = 5$ en el cual se observe previamente la oscilación periódica. El valor de $-k_1$ fue variado desde $0 < k_1 < 5$ y la desviación estándar obtenida se muestran en la figura 3 a). La desviación estándar se calculó después de los estados transitorios de $t_i > 1000$ iteraciones. Note que los sistemas se encuentran asintóticamente sincronizados para $0 < k_1 \leq 3$, después de este valor los sistemas empiezan a presentar variación en sus distancias. La figura 3 b) presenta un área aumentada de la figura entre los valores de $3.5 < k_1 < 4.1$ después de los transitorios de $t_i > 10000$. Es importante mencionar que a pesar de que la gráfica muestra la variación de $0 < k_1 < 5$ (que es para fácil visualización), el valor de la fuerza de acoplamiento se sigue considerando negativo $-5 > k_1 > 0$.

Observando el área marcada en aumento en la figura 3 b), se puede apreciar que existen algunos intervalos de k_1 en donde los sistemas sincronizan asintóticamente, por ejemplo, en $k_1 = 3.543$. En este valor específico la distancia entre los sistemas es cero después de los transitorios, tal y como se muestra en la figura 4 a) y b). Aquí, en la figura 4 a) se puede apreciar que la distancia disminuye rápidamente y permanece así. La figura 4 b) presenta la proyección de los sistemas sin remover los estados transitorios, para que se pueda apreciar la dinámica como tiende a un estado síncrono. Las condiciones iniciales son las mismas implementadas anteriormente.

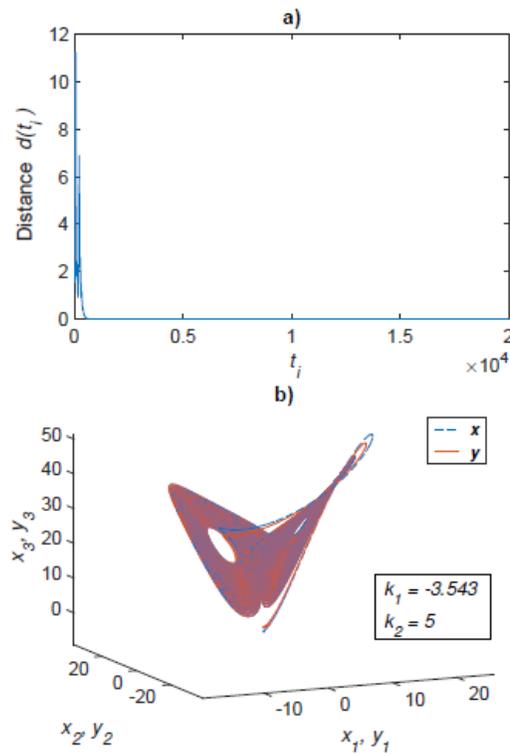


Figura 4. Para la fuerza de acoplamiento de $k_1 = -5$ y $k_2 = 5$. a) Distancia euclidiana representada por la ec. (4) para $2 * 10^4$ iteraciones simuladas con *ode45*. b) Proyección de las trayectorias de los sistemas acoplados x y y para las iteraciones después de los transitorios (i.e. $10^4 < t_i < 2 * 10^4$).

Un análisis de bifurcaciones se implementó en ambos sistemas para llegar a entender la relación de los parámetros de la fuerza de acoplamiento respecto a la solución de estados final. La figura 5 a) y b) muestran la bifurcación de los estados x_1 y y_1 , respectivamente, considerando y reportando un evento de cruce en $x_2 = 0$ y $y_2 = 0$ con pendiente positiva (i.e. cuando la trayectoria es ascendente).

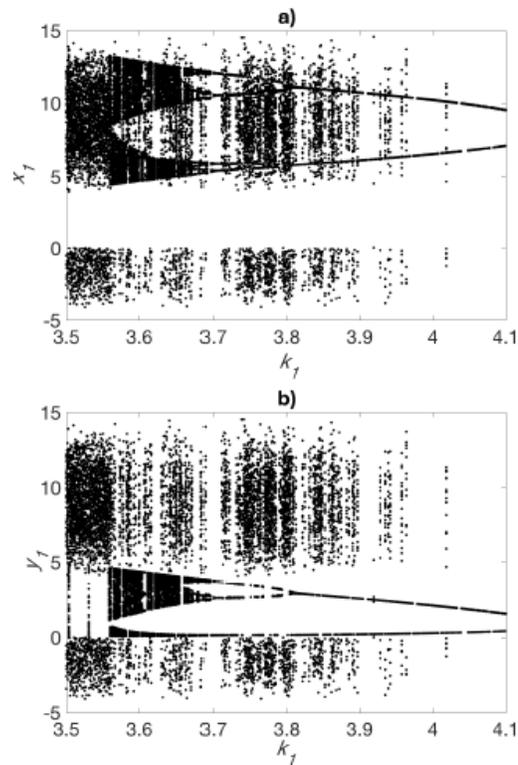


Figura 4. Análisis de Bifurcación del acoplamiento lineal bidireccional considerando un valor fijo de $k_2 = 5$ y un rango entre $3.5 < k_1 < 4.1$ para el sistema a) x y b) y .

Observe en estas figuras cómo la órbita se bifurca de un estado caótico al período 3 y 2 al visualizar los gráficos de izquierda a derecha. Varias regiones de puntos dispersos se presentan en ambos gráficos con valores entre $\{-5 < x_1 < 0 \cup 4.2 < x_1 < 15\}$ y $\{-5 < y_1 < 0 \cup 4.2 < y_1 < 15\}$, esto corresponde a estados transitorios debidos a El proceso de simulación. La simulación se implementó con 20,000 iteraciones en el tiempo después de eliminar los primeros 55% de los puntos iniciales. Aunque parece que hay un atractor de superposición caótico en los estados resultantes, la solución está representada en la estructura periódica general. Finalmente, se implementó un estudio sobre la estabilidad a lo largo de los valores propios del sistema acoplado. La matriz jacobiana se calculó y dio como resultado la siguiente forma:

$$J = \begin{bmatrix} J_L - k_1 I & k_1 I \\ k_2 I & J_L - k_2 I \end{bmatrix} \quad (6)$$

donde J es una matriz de $6 * 6$, $I \in R^{3*3}$ representa la matriz identidad y $J^{3*3}L$ corresponde al jacobiano del sistema de Lorenz dado en la ec. (2) de la siguiente forma:

$$J_L = \begin{bmatrix} -\sigma & \sigma & 0 \\ \rho - x_3^* & -1 & x_1^* \\ x_2^* & x_1^* & -\beta \end{bmatrix} \quad (7)$$

Ya que ambos sistemas acoplados se basan en el sistema de Lorenz, el jacobiano será evaluado en los puntos de equilibrio correspondientes a dicho sistema $x^* = \{x_1^*, x_2^*, x_3^*\} = \{6\sqrt{2}, 6\sqrt{2}, 27\}$. Los eigenvalores calculados para $k_1 = -3.543$; $k_2 = 5$ son $\{-15.3116, -13.8546, 0.0940+10.1945i, 0.0940-10.1945i, -1.3630+10.1945i, -1.3630-10.1945i\}$. Dado que cada sistema autónomo presenta 3 eigenvalores, y específicamente estos eigenvalores en el punto de equilibrio corresponden a uno negativo y un par de complejos conjugados con parte real positiva, propios de un sistema inestable de tipo foco-silla. En este caso para los sistemas acoplados, tres de estos eigenvalores pueden considerarse que permanecen como equilibrio del tipo foco-silla inestable. Sin embargo, los otros tres representan focos estables. Resultando en el comportamiento asintótico de sus trayectorias.

4. Conclusiones

Acoplamiento bidireccional resultan importantes en diferentes sistemas físicos que se interconectan mutuamente. Comúnmente, los sistemas pueden variar su solución dadas las formas de conexión entre ellos. En este caso, se estudió la relación de la fuerza de acoplamiento como parámetros de bifurcación de los sistemas acoplados. Se ha visto que cuando estos valores se ajustan con signo opuesto y varían en un rango específico el sistema acoplado resultante bifurca de trayectorias periódicas a caóticas y viceversa. La idea aquí propuesta podría ser implementada más adelante físicamente por medio de circuitos electrónicos y computo analógico, siguiendo la estructura de Ontañón et al. (2015). Los resultados de esto podrán ser publicados en algún otro trabajo.

Agradecimiento

Por el apoyo dado por SEPPFCE a través del proyecto PFCE201624MSU0011E21 y a la UASLP por el proyecto C18-FAI-05-45.45. M. García-Martínez agradece al GIEE - Optimización y Ciencia de Datos por el apoyo otorgado.

Referencias

- [1] L. M. Pecora & T. L. Carroll. Synchronization in chaotic systems. *Physical review letters*, 64(8), 821, 1990.
- [2] Y. Yu, & S. Zhang. The synchronization of linearly bidirectional coupled chaotic systems. *Chaos, Solitons & Fractals*, 22(1), 189-197, 2014.
- [3] L. J. Ontañón-García, E. Campos-Cantón, R. Femat, I. Campos-Cantón & M. Bonilla-Marín. Multivalued synchronization by Poincaré coupling. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, 18(10), 2761-2768, 2013.
- [4] C. Sommer, Z. Yao, R. German & F. Dressler. On the need for bidirectional coupling of road traffic microsimulation and network simulation. *Proceedings of the 1st ACM SIGMOBILE workshop on Mobility models*, (pp. 41-48). ACM, 2008.
- [5] J. J. Wade, L.J. McDaid, J. Harkin, V. Crunelli & J.S. Kelso. Bidirectional coupling between astrocytes and neurons mediates learning and dynamic coordination in the brain: a multiple modeling approach. *PloS one*, 6(12), e29445, 2011.
- [6] O. David & K.J. Friston. A neural mass model for MEG/EEG:: coupling and neuronal dynamics. *NeuroImage*, 20(3), 1743-1755, 2003
- [7] C. O. Weiss & H. King. Oscillation period doubling chaos in a laser *Optics Communications*, 44(1), 59-61, 1982.
- [8] F. A. Hopf, D.L. Kaplan, H.M. Gibbs & R.L. Shoemaker. Bifurcations to chaos in optical bistability. *Physical Review A*, 25(4), 2172, 1982.
- [9] A. V. Holden & Y.S. Fan. From simple to simple bursting oscillatory behaviour via chaos in the Rose-Hindmarsh model for neuronal activity. *Chaos, Solitons & Fractals*, 2(3), 221-236, 1992.
- [10] C. G. Steinmetz, T. Geest & R. Larter. Universality in the peroxidase-oxidase reaction: period doublings, chaos, period three, and unstable limit cycles. *The Journal of Physical Chemistry*, 97(21), 5649-5653, 1993.
- [11] L. J. Ontañón-García, E. Campos-Cantón & R. Femat. Analog electronic implementation of a class of hybrid dissipative dynamical system. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 26(01), 1650018, 2015.

En este compendio se muestran los trabajos de diferentes grupos de investigación. El compendio abarca 20 reportes, los temas tratados abarcan: la robótica con temas como, la implementación de técnicas de control servo visual en LabVIEW para vehículos no tripulados, robot móvil autónomo teleoperado; temas de electrónica de potencia como lo es la disminución de armónicas con técnicas PWM, el inversor multinivel sincronizado con red eléctrica; temas de electrónica digital por ejemplo, sistemas combinatoriales reconfigurables, diseño de circuitos electrónicos para una CNN basad en autómatas celulares; también temas de sistemas caóticos como lo son, la generación de comportamiento caótico en sistemas no hiperbólicos por medio de funciones PWL, bifurcación del estado caótico a periódico en un sistema de Lorenz conectado bidireccionalmente por la variación de la fuerza de acoplamiento; temas de procesamiento de señales entre ellos tenemos, el cifrado de contenido multimedia y técnicas de criptoanálisis, cajas de sustitución con mapeos bidimensionales; temas de materiales entre los que se cuentan, la elaboración de plásticos biodegradables a partir del almidón de maíz, actividad antimicótica del óxido de zinc decorado con nanopartículas de plata; y temas de energías renovables, análisis de variables climatológicas incidentes en un sistema domótico basado en energía solar fotovoltaica. De esta forma los diferentes grupos de investigación nos dan a conocer su quehacer científico. Esperamos se lean los trabajos y envíen sus comentarios a los respectivos autores, para fomentar una cooperación entre las diversas entidades.