

TECNOLOGÍA Y CIENCIA APLICADA

Julio-Diciembre 2018 Vol.1/ Núm.1 ISSN en trámite

2018

<https://www.cenidet.edu.mx/revistajornadacienciaytecnologiaaplicada.php>

EDITORES

Dr. Ricardo Fabricio Escobar Jiménez (Ingeniería Electrónica)
esjiri@cenidet.edu.mx

Dra. Gloria Lilia Osorio Gordillo (Ingeniería Electrónica)
gloriaosorio@cenidet.edu.mx

Dr. Rodolfo A. Vargas Méndez (Coordinador General)
rodolfovm@cenidet.edu.mx

Editores Asociados

Dr. Gerardo Vicente Guerrero Ramírez
gerardog@cenidet.edu.mx

Dr. Carlos Manuel Astorga Zaragoza
astorga@cenidet.edu.mx

Dr. Juan Reyes Reyes
juanreyesreyes@cenidet.edu.mx

Dr. Gabriel Calzada Lara
gabriel.calzada@cenidet.edu.mx

Dr. Arturo Abundez Pliego
abundez@cenidet.edu.mx

Dr. Juan Carlos Rojas Pérez
carlos.rojas@cenidet.edu.mx

Dr. Jarniel García Morales
jarniel11e@cenidet.edu.mx

Dra. Yvonne Chávez Chena
ycchena@cenidet.edu.mx

Dr. Manuel Mejía Lavallo
mlavalle@cenidet.edu.mx

Dr. José Jassón Flores Prieto
jasson@cenidet.edu.mx

Dr. Gerardo Reyes Salgado
greyes@cenidet.edu.mx

OBEX: Explorador de Objetos de Programación en un Ambiente ERP

Torres Eduardo*, Alvarado Arturo**, De la Garza Hernán***, Sandoval Rafael****

□

*Tecnológico Nacional de México / Instituto Tecnológico de Chihuahua II, Ave. de las Industrias #11101, Complejo Industrial Chihuahua, Chih. México, CP 31130; e-mail: edtorres@interceramic.com

**Tecnológico Nacional de México / Instituto Tecnológico de Chihuahua II, Ave. de las Industrias #11101, Complejo Industrial Chihuahua, Chih. México, CP 31130; e-mail: arturo.alvarado@itchihuahuaii.edu.mx

***Tecnológico Nacional de México / Instituto Tecnológico de Chihuahua II, Ave. de las Industrias #11101, Complejo Industrial Chihuahua, Chih. México, CP 31130; e-mail: hdelagarza@itchihuahuaii.edu.mx

****Tecnológico Nacional de México / Instituto Tecnológico de Chihuahua II, Ave. de las Industrias #11101, Complejo Industrial Chihuahua, Chih. México, CP 31130; e-mail: rafaelsandovalrdz@gmail.com

Resumen: Cuando se trabaja en el desarrollo de software que debe funcionar en sistemas ERP comerciales es común el uso de herramientas CASE de código cerrado. Mientras que estas herramientas facilitan el desarrollo, pueden complicar el análisis del impacto de un cambio o reutilización de un objeto en un programa nuevo. Si el desarrollo se realiza utilizando “Oracle Developer©”, propiedad de Oracle Corporation, los archivos que contienen todos los objetos son creados en un formato que impide que puedan ser analizados si no es utilizando dicha herramienta CASE. Las técnicas de Procesamiento de Lenguaje Natural sin embargo pueden ayudar a analizar el contenido de estos archivos, sin importar su formato, haciendo más rápido el proceso de planeación de pruebas de calidad y posible impacto de actualizaciones y nuevos programas en un sistema ERP.

Palabras clave: Procesamiento de Lenguaje Natural, PLN, Token, Tokenización, UTF-8, Herramientas CASE.

1. INTRODUCCION

Interceramic es una empresa orgullosamente mexicana, líder en la fabricación y distribución de pisos y azulejos cerámicos, muebles de baño, materiales de instalación y piedra natural, con presencia en México, Estados Unidos, Canadá, Guatemala y Panamá.

A fin de poder mantener sus operaciones en estos países, la empresa requiere de un conjunto de sistemas avanzados y tecnologías de cómputo, con un equipo humano dedicado a mantener y soportar dichos sistemas.

Para este propósito se vale de Oracle E-Business Suite (sistema ERP) como el software principal para el control de prácticamente todas sus operaciones corporativas, tales como: manufactura, control de almacenes, ventas, compras, finanzas y administración.

Actualmente se utiliza un sistema desarrollado “en casa” para el control de todos los programas realizados por el equipo de desarrolladores de software de la empresa. Estos programas son desarrollados para complementar la funcionalidad existente en las aplicaciones del sistema ERP utilizado por la empresa o para ayudar en la ejecución de tareas para las cuales no existe una función en las aplicaciones estándar del ERP. Casi todo el

□ desarrollo de software se realiza utilizando Oracle Developer©, que es una herramienta CASE propiedad de Oracle Corporation.

1.1 Planteamiento del problema

Aunque se tiene el registro de todos los objetos que han sido modificados o creados, no se cuenta con una base de datos que contenga exactamente los objetos que forman parte de cada programa. Esto significa que cada vez que un programa va a ser modificado se necesita revisar su código, plantillas, relaciones entre tablas de datos, etc., a fin de detectar cuáles otros programas podrían ser afectados por dicha modificación. Sobra decir que una falla en la detección de todos los programas afectados por el cambio en un objeto, resulta en pruebas incompletas del nuevo programa, lo que a su vez lleva (en casos extremos), a enfrentar problemas importantes en la operación del sistema cuando se tiene ya trabajando en un ambiente de producción.

Un problema similar se presenta cuando se necesita instalar una nueva versión de las aplicaciones ERP. Cuando la nueva versión implica cambios en tablas, vistas, programas de interface abiertas, etc., es necesario que el equipo de programadores

detecte en cuáles programas “personalizados” se utilizan esos objetos, para poder adaptarlos a la nueva versión.

Dado que todo el desarrollo se realiza utilizando Oracle Developer®, los archivos que contienen todos los objetos están en un formato especial, lo que ocasiona que tengan que ser analizados forzosamente mediante dicha herramienta CASE (Figura 1).

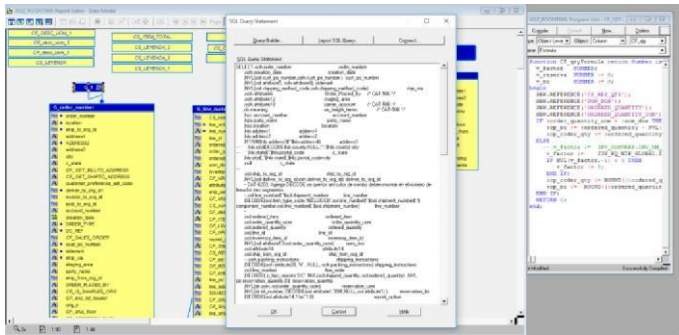


Figura. 1. Reporte creado en Oracle Developer®.

Sin embargo, si se abre este mismo archivo desde un procesador de texto estándar, la mayor parte del contenido serán caracteres de control y textos que parecieran no tener sentido (Figura 2).

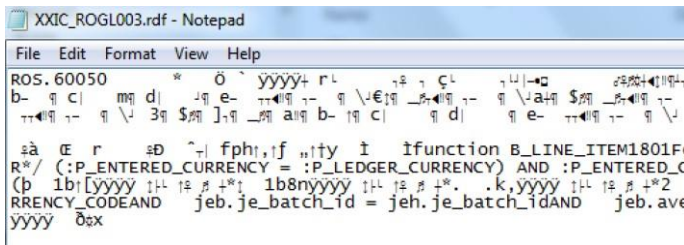


Figura. 2. Reporte (parcial) creado en Oracle Developer®, editado desde el editor de texto Notepad.

Se necesita por lo tanto de alguna herramienta que permita analizar y determinar con certeza todos los objetos involucrados en:

- Un programa que será modificado, o en
- Un programa nuevo que requiera de objetos ya conocidos y que pueden ser reutilizados.

1.2 Hipótesis

La correcta detección de los objetos involucrados en cualquier programa a ser actualizado o creado, permitirá al equipo de sistemas, analistas y programadores, completar correctamente la etapa de pruebas de calidad del programa, evitando, o disminuyendo de manera significativa, la posibilidad de encontrar errores en las diferentes etapas de desarrollo, pero

sobre todo evitar que se presenten cuando el programa se encuentra corriendo en producción.

Para llegar a esta detección es necesario contar con una herramienta que permita encontrar dentro de cualquier objeto de desarrollo Oracle todos los objetos involucrados en un programa. Dado que estos objetos pueden ser librerías escritas en lenguaje java, programas PLSQL, plantillas, reportes o flujos de trabajo, será necesario que dicha herramienta sea capaz de analizar archivos de cualquier tipo, ya que todos los objetos mencionados han sido creados utilizando Oracle Developer®, que es una herramienta CASE totalmente gráfica y por lo tanto los archivos que genera sólo son editables desde esta misma herramienta.

Se plantea por lo tanto que: aplicando técnicas de Procesamiento de Lenguaje Natural (PLN) y Reconocimiento de Patrones se debe lograr la correcta detección de cualquier objeto de desarrollo Oracle utilizado dentro de cualquier programa y para ello se desarrollará el software denominado OBEX.

2. ESTADO DEL ARTE

2.1 Plataformas de entrega ágil empresarial

En la actualidad se pueden encontrar herramientas que ofrecen ayuda para analizar el impacto de cambios y actualizaciones de versiones de los sistemas ERP comerciales que dominan el mercado, como por ejemplo Oracle® y SAP®.

Estas herramientas se identifican como Plataformas de Entrega Ágil Empresarial o Enterprise Agile Delivery Platform en inglés.

Una de estas herramientas, quizá de las más conocidas, es Panaya® (<https://www.panaya.com/>), la cual ofrece el valor de entregas continuas y ágiles al mundo de aplicaciones empresariales, desde el requerimiento inicial para un cambio, pasando por las pruebas hasta la puesta en producción. Sin embargo, al menos hasta la versión de Panaya® utilizada por la empresa durante el último proceso de migración de Oracle EBS a la versión 12.1.3, esta herramienta no generaba información con el nombre específico de la función, sino que únicamente reportaba el nombre del paquete afectado por la migración. Por lo tanto, los programadores tenían que llevar a cabo una revisión exhaustiva del código dentro del paquete reportado por Panaya® para determinar exactamente la función afectada por el cambio de versión.

3. METODOLOGÍA

3.1 OBEX: Proceso General

La Figura 3 muestra el proceso general de OBEX. Las siguientes secciones explican cada paso de este proceso.

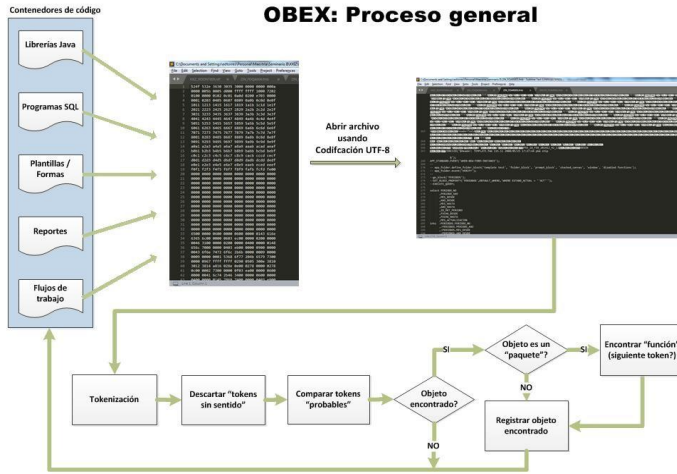


Figura. 3. OBEX: Proceso general.

3.2 Contenedores de código

Como primer paso se identificaron los siguientes tipos de archivos contenedores de código de programación:

1. Librerías Java.
2. Programas SQL.
3. Plantillas o Formas (Forms).
4. Reportes (Reports).
5. Flujos de trabajo (Workflows).

Cada uno de estos contenedores son archivos que resultan ilegibles a simple vista utilizando cualquier editor de texto. Por lo tanto, el siguiente paso es abrir estos con una codificación UTF-8. Esta codificación permite obtener una versión más “accesible” del mismo archivo (Figura 4).

```

597 srw.user_exit('FND SRWEXIT');
598 return (TRUE);
599 end;
600 T????<0x00> <0x05><0x05><0x0e>8<0x10>0<0x12>0<0x13>?<0x16><0x00><0x1e><0x08><0x00><0x1
<0x00><0x01>0<0x00>????<0x01>?<0x05><0x05><0x0e>8<0x10>0<0x12>8<0x14>?<0x16><0x01>? <
return boolean is v_email VARCHAR2(500);

602
603
604 begin
605     SRW.USER_EXIT( 'FND SRWEXIT' );
606
607     IF :p_email IS NOT NULL THEN
608         srw.message(201, ':p_email '||:p_email );
609         v_email := :p_email;
610
611     ZIN_PQ_INT_REQUEST_MAIL.ZIN_PR_INT_LANZA_REQUEST (FND_GLOBAL.CONC_REQUEST_ID, v_em
612
613     END IF;
614
615     SRW.USER_EXIT( 'FND SRWEXIT' );
616     return (TRUE);
617 end;????<0x00><0x1c><0x05><0x05>0<0x0e>8<0x10>0<0x12>0<0x13>?<0x16><0x00><0x1a>
<0x00><0x0f>?<0x01><0x04><0x00><0x00><0x00><0x01>?<0x00>????<0x00><0x1c><0x05><0x05>0<0x
<0x00><0x0f>?<0x01><0x04><0x00><0x00><0x00><0x01>p<0x00>????<0x00><0x1b>?<0x07><0x1b>?<0x07><0x00>
?<0x00>?<0x00><0x10>SQL*ReportWriter<0x00><0x00><0x00><0x06>REPORT<0x00><0x04>APPS<0x00>
XXIC ROONT003<0x00><0x01><0x00><0x00><0x01>?<0x18>?<0x00><0x04>APPSxu<0x07><0x14><0
PPSxu<0x00><0x0b> <0x1c> ?<0x00>? "<0x00><0x02>
619
620

```

Figura. 4. Reporte creado en Oracle Developer®, editado desde Sublime Text® usando Codificación UTF-8.

3.3 Procesamiento de Lenguaje Natural y Tokenización

De acuerdo con [Mary Vázquez y Rafael Pedraza-Jiménez], en “El Procesamiento del Lenguaje Natural en la Recuperación de Información Textual y áreas afines”, el Procesamiento de Lenguaje Natural (PLN) “Nace como una sub-área de la Inteligencia Artificial y la Lingüística, con el objeto de estudiar los problemas derivados de la generación y comprensión automática del lenguaje natural”. Permite el procesamiento de enormes cantidades de información en formato texto, por ejemplo, en los motores de búsqueda web, en las herramientas de traducción automática o en la generación automática de resúmenes.

Una de las técnicas más comunes del PLN es la tokenización o “tokenization” en idioma inglés. La página [del Procesamiento del Lenguaje Natural de la Universidad de Stanford en Estados Unidos] habla acerca de la Tokenización, lo siguiente: «Dada una sentencia de texto, la tokenización es el proceso de romper dicha sentencia en trozos llamados “tokens”, pero al mismo tiempo descartar ciertos caracteres, como por ejemplo los signos de puntuación. Estos tokens a menudo se denominan “términos” o “palabras”, pero algunas veces es necesario hacer la distinción entre Token, Tipo y Término: Un *Token* es una instancia de una secuencia de caracteres, en algún documento en particular, y que son agrupados juntos como una unidad semántica útil para su procesamiento. Un *Tipo* es la clase de todos los tokens que contienen la misma secuencia de caracteres y un *Término* es un tipo (quizás normalizado) que se incluye en el diccionario del Sistema de Recuperación de Información (SRI)». Para obtener una clasificación de los SRI ver a [Mohamed Zakaria Kurdi].

3.3 Detección de objetos

La solución propuesta para este problema se basa en la aplicación del concepto de tokenización del texto resultante al abrir un archivo con codificación UTF-8.

Este proceso de tokenización se realiza mediante un programa desarrollado en lenguaje Java, que permite la utilización de librerías de código abierto para el tratamiento de textos.

Cada una de las “palabras” o de los “tokens” extraídos del texto son analizados y comparados contra una base de datos, en la cual se tiene almacenados todos los objetos utilizados en el sistema ERP de la empresa. Sin embargo, no todos los tokens extraídos son sujetos a análisis; únicamente aquellos que pudieran tener algún sentido son comparados en la base de datos. Esta selección se basa inicialmente en el descarte de todos los tokens que contienen caracteres de control, y otros que por ser ilegibles no podrían ser parte del nombre de un objeto que pudiera ser utilizado en un entorno de desarrollo Oracle Developer®. Para más acerca del proceso de Tokenización ver [Roger Bilisoly] y [Hércules Antonio do Prado & Edilson Ferneda].

Finalmente, si un token se corresponde con el nombre de un objeto (tabla, vista, paquete, función, “trigger”, etc.) es reportado como parte del archivo que está siendo analizado, pero si un objeto encontrado, es de tipo “Paquete”, se deberá analizar el siguiente token para determinar si el texto cumple con las características para considerarse como el nombre de la función específica que está siendo utilizada dentro de este paquete.

Este proceso se repite por cada token extraído de cada archivo que forme parte del universo de objetos de todo el sistema ERP (ver nuevamente la Figura 3).

4. PRUEBAS REALIZADAS

Hasta el momento de la presentación de este trabajo, se han llevado a cabo pruebas con el total de objetos y archivos contenidos en la base de datos del ERP utilizado en la empresa.

El resultado de dichas pruebas ha sido revisado y validado por el equipo de desarrollo de software, tomando de manera aleatoria archivos de reportes y plantillas, y realizando una inspección visual dentro de Oracle Developer® del código contenido en los archivos y comparando lo que ellos han encontrado contra los resultados generados por OBEX.

La Figura 5 muestra los parámetros de ejecución utilizados durante las pruebas de OBEX, mientras que en la Figura 6 podemos apreciar (abiertos desde MS Excel®) algunos de los datos obtenidos a partir de estas ejecuciones de prueba.

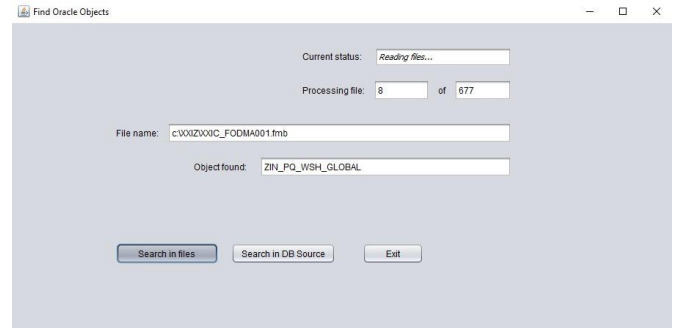


Figura. 5. Ejecución de OBEX sobre archivos de plantillas y reportes.

	Owner	Object name	Type	Found in:
1	XXCFD	XXCFD_TA_CERTIFICADOS	TABLE	XXCFD_FOAR001.fmb
2	ZIN	ZIN_TA_WIP_COMBINATION_ORGS	TABLE	XXCFD_FOAR001.fmb
3	XXCFD	XXCFD_TA_AR_CFD	TABLE	XXCFD_FOAR002.fmb
4	XXCFD	XXCFD_TA_PARAMETROS	TABLE	XXCFD_FOAR002.fmb
5	APPS	XXCFD_PQ_AR_REPORTES	PACKAGE	XXCFD_FOAR002.fmb
6	APPS	XXCFD_PQ_AR_REPORTES.xxcf_fn_ar_file_exists	PACKAGE&FUNCTION	XXCFD_FOAR002.fmb
7	APPS	XXCFD_PQ_AR_REPORTES.xxcf_pr_ar_gen_file_temp	PACKAGE&FUNCTION	XXCFD_FOAR002.fmb
8	APPS	ZIN_PQ_AR_SUBMIT_INV_PRNT_PKG	PACKAGE	XXCFD_FOAR002.fmb
9	APPS	ZIN_PQ_AR_SUBMIT_INV_PRNT_PKG.zin_pr_ar_sub_prnt_prgm	PACKAGE&FUNCTION	XXCFD_FOAR002.fmb
10	APPS	ZIN_PQ_AR_CFD_PKG	PACKAGE	XXCFD_FOAR002.fmb
11	APPS	ZIN_PQ_AR_CFD_PKG.zin_pr_ar_delete_row	PACKAGE&FUNCTION	XXCFD_FOAR002.fmb
12	ZIN	ZIN_TA_NLINK_LOOKUP	TABLE	XXCFD_FOAR002.fmb
13	XXCFD	XXCFD_TA_AR_CFD	TABLE	XXCFD_FOAR003.fmb
14	XXCFD	XXCFD_TA_PARAMETROS	TABLE	XXCFD_FOAR003.fmb
15	APPS	XXCFD_PQ_AR_REPORTES	PACKAGE	XXCFD_FOAR003.fmb
16	APPS	XXCFD_PQ_AR_REPORTES.xxcf_fn_ar_file_exists	PACKAGE&FUNCTION	XXCFD_FOAR003.fmb
17	APPS	XXCFD_PQ_AR_REPORTES.xxcf_pr_ar_gen_file_temp	PACKAGE&FUNCTION	XXCFD_FOAR003.fmb
18	APPS	XXCFD_PQ_AR_REPORTES.xs97	PACKAGE&FUNCTION	XXCFD_FOAR003.fmb
19	APPS	ZIN_PQ_AR_RCPT_PRNT_PKG	PACKAGE	XXCFD_FOAR003.fmb
20	APPS	ZIN_PQ_AR_RCPT_PRNT_PKG.zin_pr_ar_sub_prnt_prgm	PACKAGE&FUNCTION	XXCFD_FOAR003.fmb
21	APPS	ZIN_PQ_AR_RCPT_PRNT_PKG.xs5	PACKAGE&FUNCTION	XXCFD_FOAR003.fmb
22	APPS	ZIN_PQ_AR_RCPT_PRNT_PKG.fnd	PACKAGE&FUNCTION	XXCFD_FOAR003.fmb

Figura. 6. Resultado en MS Excel® de la ejecución de OBEX sobre archivos de plantillas y reportes.

Dado que hasta el momento las pruebas han sido satisfactorias, la empresa tomó la decisión de utilizar a partir de ese momento la información obtenida por OBEX para que los programadores consideren todos los objetos que resultarán afectados en cada modificación que lleven a cabo sobre programas existentes.

5. CONCLUSIONES

Ya que la herramienta comercial que se utilizaba hasta antes de desarrollar OBEX no proporcionaba toda la información necesaria para dar soporte al equipo de desarrolladores de la empresa y de que todas las herramientas usadas en la generación del software son de código abierto, se logró una solución

eficiente a un costo significativamente menor al de la renta anual de Panaya©.

Además, el presente trabajo muestra que la aplicación de una de las técnicas más comunes y sencillas del Procesamiento de Lenguaje Natural, como lo es la Tokenización, permitió encontrar una manera de analizar archivos generados por una herramienta CASE comercial sin tener que revisarlos uno a uno desde esa misma herramienta.

REFERENCIAS

- Mari Vázquez y Rafael Pedraza-Jiménez. *El Procesamiento del Lenguaje Natural en la Recuperación de Información Textual y áreas afines* [en línea]. "Hipertext.net", núm. 5, 2007. <https://www.upf.edu/hipertextnet/numero-5/pln.html>
- Roger Bilisoly. *Practical Text Mining With Perl*. United States of America, (2008). John Wiley & Sons, Inc.
- Hércules Antonio do Prado & Edilson Férneda. *Emerging Technologies of Text Mining: Techniques and Applications*. United States of America, (2008). Information Science Reference (an imprint of IGI Global)
- Mohamed Zakaria Kurdi. *Natural Language Processing and Computational Linguistics 2*. United States of America, (2017). John Wiley & Sons, Inc.
- Stanford University, Natural Language Processing, Tokenization. <https://nlp.stanford.edu/IR-book/html/htmledition/tokenization-1.html>

Clasificación de textos de información pública del Estado de Chihuahua con técnicas de Inteligencia Artificial.

García Julián* Alvarado Arturo** De la Garza Hernán***
Legarda Arturo****

* Tecnológico Nacional de México / Instituto Tecnológico de
Chihuahua II, Ave. de las Industrias #11101, Complejo Industrial
Chihuahua, Chih. México, CP 31130; e-mail: juliangarza@gmail.com

** Tecnológico Nacional de México / Instituto Tecnológico de
Chihuahua II, Ave. de las Industrias #11101, Complejo Industrial Chihuahua, Chih.
México, CP 31130; e-mail:
arturo.alvarado@itchihuahuaii.edu.mx

*** Tecnológico Nacional de México / Instituto Tecnológico de
Chihuahua II, Ave. de las Industrias #11101, Complejo Industrial Chihuahua, Chih.
México, CP 31130; e-mail:
hdelagarza@itchihuahuaii.edu.mx

**** Tecnológico Nacional de México / Instituto Tecnológico de
Chihuahua II, Ave. de las Industrias #11101, Complejo Industrial
Chihuahua, Chih. México, CP 31130; e-
mail:arturo.legarda@itchihuahuaii.edu.mx

Resumen: Utilizar herramientas de Inteligencia Artificial para realizar búsqueda y clasificación de información pública realizada en Español, con el fin de obtener textos previamente almacenados en una base de datos y cuyo resultado contenga información similar a la petición inicialmente dada, todo esto a partir de métodos de Recuperación de Información (RI), Procesamiento de Lenguaje Natural (PLN) y algoritmos de Aprendizaje Automático.

Palabras clave: Información Pública, Procesamiento de Lenguaje Natural, Aprendizaje Automático, Valores Singulares de Descomposición, Máquina de Soporte a Vectores.

1. INTRODUCCION

El presente artículo describe una metodología para realizar la clasificación de textos partiendo de un texto inicialmente dado y con el fin de compararlo contra otros textos almacenados en una base de datos. Para realizar esta tarea, se integra el uso de algunos métodos de Procesamiento de Lenguaje Natural (PLN) y algoritmos de Aprendizaje Automático (ML)¹ como los Valores Singulares de Descomposición (SVD)² y la Máquina de Soporte a Vectores (SVM)³, esta última permitirá realizar la clasificación entre los textos involucrados tanto en el de la búsqueda como los previamente almacenados.

En este contexto se abordan dos preceptos primordiales de la Inteligencia Artificial, los cuales son sus *Fundamentos* y sus *Ramas*; dentro de los fundamentos se encuentran la Lingüística Computacional y las bases Matemáticas; dentro de la Lingüística Computacional se contempla al Procesamiento de Lenguaje Natural (PLN), así mismo el PLN contiene la Recuperación y Extracción de Información (RI), posteriormente la RI integra varios métodos en la terminología, los cuales son: Tokenización⁴, Stemming⁴ y TF-IDF⁵, todo esto con el fin de realizar el tratamiento y conversión del texto en una matriz de datos. En lo que respecta a las *Ramas*, estas, contienen algoritmos de *Aprendizaje Automático* del tipo *supervisados* y *no supervisados*, dentro de los algoritmos no supervisados, están los Valores Singulares de Descomposición (SVD)⁶,

¹ Machine Learning. (Por sus siglas en ingles)

² Singular Value Decomposition. (Por sus siglas en ingles) ³ Support Vector Machine. (Por sus siglas en ingles)

³ Proceso de segmentar a partir de un texto en palabras o frases.

⁴ Raíz válida de una palabra.

⁵ Frecuencia del Término y Frecuencia Inversa del Documento.

⁶ Singular Value Decomposition.

mientras que del lado de los algoritmos supervisados se encuentra la Máquina de Soporte a Vectores (SVM), todo esto soportado de bases matemáticas para llegar al objetivo final.

2. ANTECEDENTES

2.1 Información pública.

"La información pública, es un bien del dominio público en poder del Estado, cuya titularidad reside en la sociedad, misma que tendrá en todo momento la facultad de disponer de ella para los fines que considere." H. Congreso del Estado de Chihuahua (2018a).

Ley de transparencia y acceso a la información pública del estado de Chihuahua. Es reglamentaria del artículo 4°, fracción II, de la Constitución Política del Estado de Chihuahua, y tiene por objeto garantizar el derecho de acceso a la información pública y establecer los principios, bases generales y procedimientos para ello.

Organismo que vigila y regula el acceso a la información pública. El Instituto Chihuahuense para la Transparencia y Acceso a la Información Pública (Ichitaip), es un organismo público autónomo, creado por disposición expresa de la Constitución Política del Estado de Chihuahua. H. Congreso de la Unión (2018), depositario de la autoridad en la materia, con personalidad jurídica, patrimonio y competencia propios. H. Congreso del Estado de Chihuahua (2018b).

Solicitar información. Por varios medios y particularmente mediante un sistema informático denominado *Infomex* y cuyo objetivo es el de realizar la recepción, registro y seguimiento de las solicitudes de información, protección de datos personales; mediante el sistema en cuestión, la sociedad en general realiza preguntas a los Sujetos Obligados⁷ concernientes a datos relevantes que deben quedar a disposición de quien los solicite; así como la posibilidad de preguntar en concreto lo que les interesaría saber respecto del quehacer de los Sujetos Obligados.

2.2 Inteligencia Artificial, (IA).

Con los años, ha habido numerosos intentos de cómo definir con precisión el término Inteligencia Artificial. Sin embargo, nunca ha habido realmente una definición oficial aceptada, aun así, hay algunos conceptos más sofisticados que dan forma y definen su significado, las descripciones van desde el objetivo simple de que la IA pueda dotar de una verdadera

inteligencia humana a las propias máquinas y computadoras. Markiewicz and Zheng (2018).

3. METODOLOGÍA

A continuación se describe la instrumentación matemática, partiendo por un texto dado, hasta llegar a la clasificación del mismo por medio de una Máquina de Soporte a Vectores.

3.1 Representación de espacios vectoriales.

Debido a que los textos son la representación más próxima a la expresión en Lenguaje Natural, es más complejo realizar búsqueda de oraciones con un significado específico, es decir dada una consulta, obtener todos aquellos documentos que traten de un tema en particular, ya que están clasificados como datos no estructurados y se caracterizan por tener una libre redacción en su contenido, a diferencia de los datos estructurados, estos cuentan con una palabra clave (atributos o características), asociados a un cierto elemento. C. D. Manning and Schütze (2008).

Modelo Espacio vectorial. Define los documentos en vectores, así como transformar el texto en un modelo de espacio vectorial, es decir los documentos son trasladados a un espacio multidimensional, donde las dimensiones son representadas por los términos que contiene cada documento.

Algunas de las versiones básicas para representar el modelo de espacio vectorial son Booleano, TF y TF-IDF⁸ donde la idea principal es el de definir el valor de un término como una característica en una representación de documentos que puede ser el número de ocurrencias del término en el documento o en todo el Corpus.

Supongamos que existen n documentos $d_1, d_2, d_3, \dots, d_n$ y m términos $t_1, t_2, t_3, \dots, t_m$. Denotar a n_{ij} el número de veces que el término t_i ocurre en el documento d_j . En la representación booleana, el documento d_j es representado como un vector con m componentes o características. Zdravko Markove (2007).

$$d_j = d_j^1, d_j^2 \cdot \dots \cdot d_j^m$$

Donde:

$$d_{ij} = \begin{cases} 0 & \text{si } n_{ij} = 0 \\ 1 & \text{si } n_{ij} > 0 \end{cases}$$

⁷ Los entes públicos, los partidos políticos, las agrupaciones políticas, así como los entes privados que reciban recursos públicos y los demás que disponga la Ley.

⁸ Frecuencia del Término y Frecuencia Inversa del Documento.

¹⁰ Archivo de datos, que representa una característica o características de un objeto de datos. (Término utilizado por profesionales de minería y bases de datos).

En el ejemplo de la Tabla 1, se muestran *nueve* documentos que contienen *siete* términos; considerando el documento *dos* se obtiene como resultado la siguiente representación: $d_2 = (0110000)$.

Tabla 1. TF Booleano.

ID documento	t1	t2	t3	t4	t5	t6	t7
d1	0	1	0	1	1	0	1
d2	0	1	1	0	0	0	0
d3	0	0	0	0	0	1	1
d4	0	0	0	1	0	0	0
d5	0	1	1	0	0	0	0
d6	1	0	0	1	0	0	0
d7	0	0	0	0	1	1	0
d8	0	0	1	1	0	0	0
d9	1	0	0	1	0	0	0

3.2 Reducción de dimensionalidad.

Es el proceso de reducir el número de variables aleatorias o atributos¹⁰ bajo consideración. En la reducción de la dimensionalidad, los esquemas de codificación de datos se aplican para obtener una representación "comprimida" de los datos originales. Algunas técnicas típicas para el uso de la reducción de dimensionalidad son la *Transformada de Fourier Discreta* (DFT), *Transformadas de Wavelet Discretas* (DWT) y *Valores Singulares de Descomposición* (SVD) basada en el *Análisis de Componentes Principales* (PCA). Jiawei Han (2012).

3.3 Valores Singulares de Descomposición, (SVD).

SVD es la técnica matemática subyacente a un tipo de recuperación de documentos y el método de similitud de palabras denominado "*análisis semántico latente*". La idea que subyace al uso de SVD para estas tareas es que toma los datos originales, que generalmente consisten en alguna variante de un documento o matriz, y lo divide en componentes linealmente independientes. Ientilucci (2003).

Para tales efectos se utilizará una matriz determinada en un espacio dimensional R^n con el objetivo de disminuir ese espacio a dos dimensiones R^2 y cuya matriz resultante serviría para entrenar una MSV.

En el álgebra lineal los SVD es una factorización de una matriz compleja real. Para una matriz $M \cdot n$ dada, existe una descomposición tal que $M = U^P V$, donde U y V son matrices unitarias y P es una matriz diagonal.

$$A = U X V^t \quad (1)$$

Donde:

U es la matriz ortogonal de eigenvectores de AA^t .

V es la matriz ortogonal de eigenvectores de $A^t A$.

Los componentes de P son los eigenvalores de $A^t A$.

Por ejemplo los datos de una matriz de (9×7) es decir de 9 documentos y 7 términos se someten a una *normalización* tomando en consideración lo siguiente:

$$\nu \text{ norma} = \left\{ Col_n : \frac{\nu}{\sqrt{\nu_1^2 + \nu_2^2 + \dots + \nu_n^2}} \right\}$$

Donde se obtiene una matriz A normalizada:

$$A_{(n)} = \begin{bmatrix} 0 & .58 & 0 & \dots & .71 \\ 0 & .58 & .58 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ .71 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}$$

A las tuplas resultantes de $P = A^t A$ (eigenvalores), se les genera una matriz diagonal S considerando solo dos primeros números para obtener vectores en 2 dimensiones, es decir de rango 2.

$$S2(rango2) = \begin{bmatrix} 1.585 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1.272 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}$$

Por último al realizar la multiplicación de las matrices resultantes de U y S se obtiene una matriz que determina los vectores de 2 dimensiones.

$$U \cdot S2 = \begin{bmatrix} -1.1056 & -0.1202 & 0 & \dots & 0 & -0.4155 \\ 0.3747 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -0.2984 & 0.4777 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Cada par de vectores (columnas 1 y 2) representan la ubicación de un documento en particular en un espacio R^2 dimensional. Los vectores resultantes se utilizan para realizar el entrenamiento de una SVM.

3.4 Máquina de Soporte a Vectores, (SVM).

La Máquina de Soporte a Vectores es un algoritmo de clasificación binario, donde dado un conjunto de datos de entrenamiento de 2 clases en el lugar R^n dimensional, la SVM genera un hiperplano R^{n-1} dimensional para separar esos puntos en 2 grupos. Alexandre Kowalczyk (2017).

Las SVM obtienen hiperplano óptimo utilizando vectores de soporte con la finalidad de encontrar el mayor margen que separe los datos de una clase con respecto a otra. El hiperplano óptimo se determina con un mapeo de valores iniciales, donde cada valor se representa como un vector en el espacio de características por ejemplo R^2 , por consiguiente cada vector tiene una clasificación denominada "clase" y

partiendo de estos datos originales se realiza el entrenamiento de la SVM. Ian H. Witten (2011).

En la figura 1, se muestra una máquina de Soporte a Vectores donde en (a) aparentemente se muestra un margen que separa ambas clases satisfactoriamente, mientras que en (b) se observa la separación de ambas clases con un hiperplano de margen máximo.

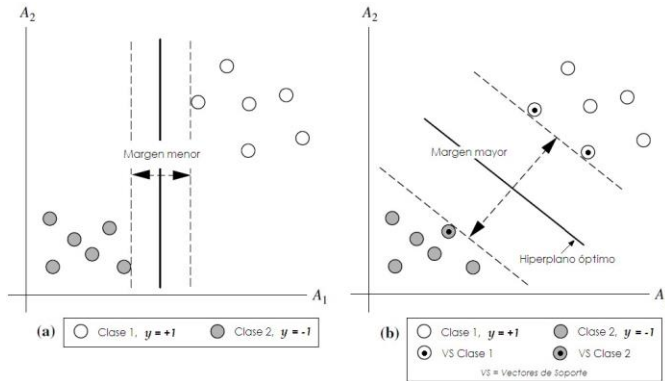


Figura 1. Comparación de márgenes de una SVM.

Donde se asocia cada vector $\mathbf{x}_i$ con la etiqueta y_i , que puede tener el valor +1 o -1.

$$y_i \in \{1, -1\}_{i=1}^m$$

Dada la posición de $\mathbf{x}$ con respecto al hiperplano se puede predecir un valor para la etiqueta y ya que a cada punto de datos en un lado del hiperplano se le asignará la etiqueta -1, mientras que para los puntos de datos del lado contrario del hiperplano se les asignará la etiqueta +1.

Se define una función de hipótesis:

$$h(\mathbf{x}_i) = \begin{cases} +1 & \text{si } \mathbf{w} \cdot \mathbf{x}_i + b \geq 0 \\ -1 & \text{si } \mathbf{w} \cdot \mathbf{x}_i + b < 0 \end{cases}$$

Que es equivalente a:

$$h(\mathbf{x}_i) = \text{sgn}(\mathbf{w} \cdot \mathbf{x}_i + b) \quad (2)$$

Encontrar el hiperplano óptimo.

Una definición informal de margen, se puede decir que es la distancia más corta desde un hiperplano a un lado de su margen, a su vez, es la distancia más corta desde el hiperplano al otro lado de su margen, donde los "lados" del margen son paralelos al hiperplano.

Un hiperplano separador se puede representar con la siguiente ecuación:

$$\mathbf{w} \cdot \mathbf{x} + b = 0 \quad (3)$$

Donde $\mathbf{W}$ es un vector de peso, $\mathbf{W} = \{w_1, w_2, \dots, w_n\}$; n es el número de atributos y b es el escalar o también conocido como *bias* (sesgo). Para ayudar en la visualización, consideremos dos atributos de entradas, A_1 y A_2 , como se muestra en la figura 1(b).

Si pensamos en b como un peso adicional, entonces se representaría como w_0 , y el resultado del producto punto de $\mathbf{W}$ con respecto a $\mathbf{X}$ donde $\mathbf{W} = (w_1, w_2)$ y $\mathbf{X} = (x_1, x_2)$ se reescribiría la ecuación 4 como sigue:

$$y_i(\mathbf{w}_0 + \mathbf{w}_1\mathbf{x}_1 + \mathbf{w}_2\mathbf{x}_2) \geq 1, \quad \forall_i \quad (4)$$

Vectores de Soporte.

Usando una formulación Lagrangiana y luego resolviendo la solución usando condiciones de Karush-Kuhn-Tucker (KKT), se puede reescribir la ecuación (4) para que se convierta en un problema de optimización cuadrático. Para una lectura más avanzada sobre el tema consultar R. Fletcher. *Practical Methods of Optimization*. John Wiley & Sons, 1987. J. Nocedal and S. J. Wright. *Numerical Optimization*. Springer Verlag, 1999.

Una vez entrenada la SVM, y basado en la formulación Lagrangiana mencionada anteriormente el HMM puede ser reescrito como el límite de decisión de la ecuación 5, donde los nuevos datos $\mathbf{X}^t$ se sustituyen en tal fórmula y se obtiene el resultado que indica la clase a la que pertenece el nuevo vector.

$$h(\mathbf{X}^t) = \text{sgn} \left(\sum_{i=1}^S \alpha_i y_i (\mathbf{X}_i \cdot \mathbf{X}^t) + b \right) \quad (5)$$

Donde y_i es la etiqueta de los vectores de soporte $\mathbf{X}_i$; mientras que $\mathbf{X}^t$ son los datos de entrenamiento; α_i y b son los parámetros numéricos que fueron determinados automáticamente por un algoritmo de optimización cuadrático señalado anteriormente; y S es el número de vectores de soporte. Los α_i son los multiplicadores Lagrangianos. Para datos linealmente separables, los vectores de soporte son un subconjunto de vectores de entrenamiento reales.

Dado un vector de prueba $\mathbf{X}^t$, incluido en la ecuación (5) y cuyo resultado de la operación aritmética nos indica en qué lado del hiperplano cae. Si el signo es positivo, entonces $\mathbf{X}^t$ cae por encima de la HMM, por lo que la SVM predice que $\mathbf{X}^t$ pertenece a la clase +1, si cae por debajo de la HMM la SVM predice que la $\mathbf{X}^t$ pertenece a la clase -1.

4. PRUEBAS

Para realizar las pruebas pertinentes se consideró el Corpus del año 2016 de las Solicitudes de Información del sistema Infomex, que suman un total de 8592

preguntas (textos) y 10540 términos, dentro de los cuales se determinaron 1904 *lemas*⁹ donde se seleccionaron 15 preguntas al azar. Por cada pregunta seleccionada, se realizó el entrenamiento de una Máquina de Soporte a Vectores en tiempo real (sin la supervisión humana), y en cuyo resultado arrojó un promedio de 88% de efectividad en el entrenamiento y clasificación; considerando un mínimo de 4 vectores para la clase -1 y un máximo de 20 vectores para la clase +1.

En la tabla 2 se observan los resultados de un muestreo no probabilístico por juicio donde, se incluye el tiempo de entrenamiento de la SVM, los textos clasificados y los textos que tienen similitud con el planteado inicialmente, así como el porcentaje de efectividad en la clasificación.

Tabla 2. Muestreo de entrenamiento y clasificación de textos.

No. Pregunta (Texto)	Tiempo de entrenamiento y clasificación (seg.)	Textos clasificados	Textos similares	% Efectividad
1	2.51	1	1	100
2	11.43	1	1	100
3	2.07	3	2	66.67
4	2.11	9	6	66.67
5	5.09	1	1	100
6	3.14	7	6	85.71
7	1.63	2	2	100
8	12.47	3	3	100
9	1.24	5	5	100
10	8.49	4	3	75
11	5.84	20	18	90
12	2.01	2	2	100
13	4.36	3	2	66.67
14	2.06	1	1	100
15	10.06	12	9	75

En la figura 2 se visualiza la comparación entre los textos clasificados contra los textos encontrados con mayor similitud, mientras que en la figura 3 se visualiza el tiempo de entrenamiento y clasificación contra el porcentaje de efectividad.

5. CONCLUSIONES

Para el caso de los textos de Información Pública, propiamente las Solicitudes de Información que se almacenan desde el sistema Infomex, los registros se van incrementando cada año, sería muy interesante en pensar la manera de integrar la clasificación de los textos desde cualquier tipo y no solo por una pregunta en particular, es decir, realizar clasificaciones para

cualquier contexto o mejor aún, realizar clasificaciones multiclase involucrando todos

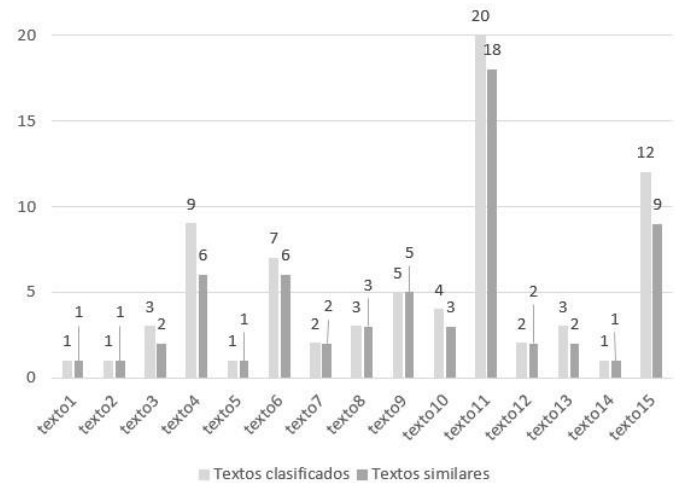


Figura 2. Textos clasificados vs textos similares.

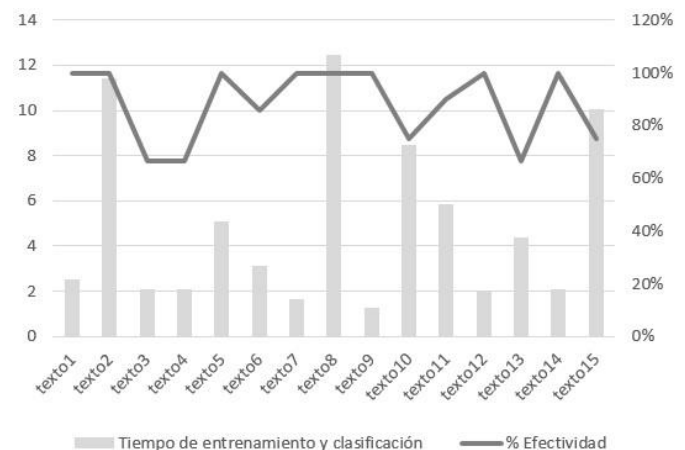


Figura 3. Tiempo de entrenamiento y clasificación vs porcentaje de efectividad.

los algoritmos de Procesamiento de Lenguaje Natural y Aprendizaje Automático descritos en este artículo.

Un objetivo de investigación importante con respecto a las Máquinas de Soporte a Vectores es mejorar la velocidad en el entrenamiento y las pruebas para que estas se conviertan en una opción más viable para conjuntos de datos más grandes.

⁹ El lema de una palabra comprende su forma básica mas sus formas declinadas, esto permite representar de un mismo modo las distintas variantes de un término.

No hay reglas de oro para determinar con que dimensión admisible se deba utilizar en una SVM para dar lugar a un resultado más preciso. En la práctica, la dimensión elegida generalmente no hace una gran diferencia en la precisión resultante.

En comparación con otros clasificadores como las Redes Neuronales, se puede observar que los hiperplanos de decisión resultantes encontrados para las SVM no lineales son del mismo tipo.

C. D. Manning, P.R. and Schütze, H. (2008). Introduction to information retrieval. www.safaribooksonline.com. Acceso en 2018-01-02.

Chapman-Hunt (1987).

H. Congreso de la Unión, P.L. (2018). Constitución política de los estados unidos mexicanos. http://www.diputados.gob.mx/LeyesBiblio/pdf/1_150917.pdf. Acceso en 2018-01-02.

H. Congreso del Estado de Chihuahua, P.L. (2018a). Ley de transparencia y acceso a la información pública del estado de chihuahua, artículo 2. <http://www.>

Takagi-Sugeno Observer design for a batch transesterification reactor represented as a T-S fuzzy system

A.-J. Morales-Erosa* M. Adam-Medina*
P-E. Álvarez-Gutiérrez*

*Tecnológico Nacional de México/Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Interior Internado Palmira S/N, Col. Palmira, 62490 Cuernavaca, Mor. Mexico. (e-mail: alfonso.morales17ee@cenidet.edu.mx)

Abstract: In this paper a nonlinear model of a transesterification batch reactor is represented as a Takagi-Sugeno fuzzy system in order to represent its dynamics in a wide range of operation points. Depending on the chemical composition of the oil used for the transesterification process, density and heat capacity of the reaction is calculated. Finally, a Takagi-Sugeno observer design with measurable scheduling variables is presented in order to obtain the full estimated state vector for future control applications.

Keywords: batch reactor, transesterification, T-S fuzzy system, T-S observer, biodiesel.

Por ejemplo, una SVM con una Función de Base Radial Gaussiana (RBF) proporciona el mismo plano de decisión que un tipo de Red Neuronal conocida como red de Funciones de Base Radial. Una SVM con un Kernel Sigmoide es equivalente a una Red Neuronal simple de dos capas conocida como Perceptrón Multicapa (sin capas ocultas).

La formación de la SVM siempre encuentra una solución global, a diferencia de las Redes Neuronales con retropropagación donde a medida que crece la cantidad de ejemplos aumenta la complejidad de la topología y el espacio de búsqueda se vuelve cada vez más complejo provocando que la función de error contenga cada vez más mínimos locales.

congresochihuahua2.gob.mx/biblioteca/leyes/archivosLeyes/1175.pdf. Acceso en 2018-01-02.

H. Congreso del Estado de Chihuahua, P.L. (2018b). Ley de transparencia y acceso a la información pública del estado de chihuahua, artículo 43. <http://www.congresochihuahua2.gob.mx/biblioteca/leyes/archivosLeyes/1175.pdf>. Acceso en 2018-01-02.

Ian H. Witten, Eibe Frank, M.A.H. (2011). *Data Mining Practical Machine Learning Tools and Techniques*. Morgan Kaufmann.

Ientilucci, E. (2003). Using the singular value decomposition. <http://www.cis.rit.edu/~ejipci/Reports/svd.pdf>. Acceso en 2018-01-02.

Jiawei Han, Micheline Kamber, J.P. (2012). *Data Mining Concepts and Techniques*. Morgan Kaufmann Publisher.

Markiewicz, T. and Zheng, J. (2018). *Getting Started with Artificial Intelligence, a Practical Guide to Building Enterprise Applications*. O'Reilly Media, Inc.

Zdravko Markove, D.T.L. (2007). *Data Mining the web, uncovering patterns in web content, structure, and usage*. Wiley-Interscience.

1. INTRODUCTION

REFERENCIAS

Alexandre Kowalczyk, D.J. (2017). *Support Vector Machines Succinctly*. Syncfusion, Inc.

The reaction between vegetable oils or animal fats with methanol to produce fatty acid methyl esters (FAME) or biodiesel is called transesterification, it has been highlighted and studied due to its environmental benefits, such as less CO₂ combustion and non toxic gases, and because of its potential to replace conventional diesel (Carter, 2015).

In general, the transesterification consists of 3 molecules of methanol reacting with 1 triglyceride molecule to produce three biodiesel or FAME molecules and one molecule of glycerine as bi product (Freedman, 1986).

One of the first approaches to the transesterification reaction model was in (Noureddini, 1997), since, it has been studied using palm, jatropha, olive, soybean, waste oil and algae oil as feed stock for example, (Freedman, 1986), (Noureddini, 1997), (Brasio, 2013), (Kern, 2015), (Lopez, 2015) and (Chanpirak, 2017). It is commonly done in batch reactors for research and experimental purposes and in continuous stirred tank reactors (CSTR) for large scale production. (Lyuben, 1996).

The main factors affecting the transesterification process are ratio of feed stock, catalyst used and reaction temperature. The ratio of feed stock is considered 6:1 of A: TG to ensure the complete production of methyl esters in short time. The most common catalyst reported in the literature is sodium hydroxide. The reaction's temperature has an impact in methyl ester production (Kern, 2015), as temperature rises the yield of biodiesel does too but, at high temperatures there is more risk of saponification, also, the reactor's temperature must be bounded to the boiling point of methanol which is 64.7 Celsius degrees. The less studied issue is the feed stock ratio of 6:1. The main assumption done in transesterification models is that the feed stock oil has 100% of triglycerides, therefore inferring that the 6:1 ratio is always correct. One triglyceride of vegetable oil of any type or an animal fat is made up of three different types of fatty acids. A fatty acid is a long chain of carbons, depending on the chain's length the final density and heat capacity of every sample of oil or fat may vary (Ceriani, 2009). Furthermore, the variation of fatty acids could create a miss match in the 6:1 ratio, as minimum as it could be, if the process is automated to dispatch the same amount of alcohol every batch run, then a change in the triglyceride composition will affect the overall ratio.

A linear model is the representation of a nonlinear model in a single operation point, this means that the linear model parameters can't change, neither its initial conditions, therefore if every batch run, parameters such as ρ and C_p change, and the given initial conditions are not always 6:1 then a linear model would not be accurate enough.

The representation of a nonlinear system as TakagiSugeno basically is the sum of various linear models pondered by a membership function that highly approximates the nonlinear system dynamics.

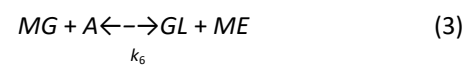
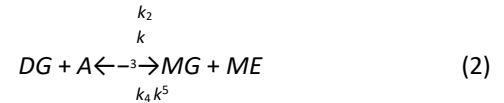
In order to apply control methods such as a state feedback control or eigenstructure assignment, the full state vector must be available for measurement, in most batch reactor that is not possible. The design of observers for TakagiSugeno systems is well explained in (Lendek, 2010).

In section 2 the batch reactor for transesterification is described, in section 3 the non linear model is represented as a Takagi-Sugeno fuzzy system, section 4 describes the method used to design the observer for Takagi-Sugeno fuzzy systems and the simulation of the nonlinear model and the Takagi-Sugeno observer is presented in section 5.

2. PLANT DESCRIPTION AND MODELLING

2.1 Transesterification reaction model

The transesterification reaction presented in (1)-(3) is a three step chemical reaction.



In the first step (1) one molecule of triglycerides (TG) reacts with one molecule of methanol (A) to produce one molecule of diglycerides (DG) and one of methyl ester (ME) or biodiesel. In the second step (2), the now produced DG reacts with another molecule of A producing one molecule of monoglycerides (MG) and another ME molecule. Finally, in the third step (3), the new MG molecule reacts with a third molecule of A and it produces one molecule of glycerine (GL) and a third molecule of ME.

The rates of the reactions k_{1-6} are obtained with Arrhenius equation.

$$k_i(T) = \alpha_i e^{RT} \quad (4)$$

Where α_i are pre-exponential factors, i are the activation energies, $i = 1, 2, \dots, 6$, R is the gas constant and T is the temperature in Kelvin (K).

The reaction (1)-(3) is reversible, for example, in (1) at the same time that DG and ME are being made, they could be reacting between them to produce TG and A again, the same goes for (2) and (3). To prevent this from happening, a catalyst is used, which is a substance that increases the rate of a chemical reaction. For biodiesel production, the most common catalysts is NaOH (Carter, 2015).

The differential equations in (5)-(10) describing the transesterification reaction are obtained through a mass balance of (1)-(3).

$$\frac{dx_1}{dt} = -k_1 x_1 x_5 + k_2 x_2 x_4 \quad (5)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = k_1 x_1 x_5 - k_2 x_2 x_4 - k_3 x_2 x_5 + k_4 x_3 x_4 \quad (6)$$

$$\frac{dx_3}{dt} = k_3 x_2 x_5 - k_4 x_3 x_4 - k_5 x_3 x_5 + k_6 x_6 x_4 \quad (7)$$

$$\frac{dx_5}{dt} = k_1x_1x_5 - k_2x_2x_4 + k_3x_2x_5 - k_4x_3x_4 + k_5x_3x_5 - k_6x_6x_4 \quad (8)$$

$$\frac{dx_5}{dt} = -k_1x_1x_5 + k_2x_2x_4 - k_3x_2x_5 + k_4x_3x_4 - k_5x_3x_5 + k_6x_6x_4 \quad (9)$$

$$\frac{dx_6}{dt} = k_5x_3x_5 - k_6x_6x_4 \quad (10)$$

$$\frac{\rho(t)C_p(t)}{V\rho(t)C_p(t)} + \frac{\rho(t)C_p(t)}{V\rho(t)C_p(t)} + \frac{hA_r(x_7 - T_{AM})}{V\rho(t)C_p(t)} - \frac{P}{V\rho(t)C_p(t)} \quad (11)$$

Where x_7 represents the reactor temperature, P is the only input and it is the heat resistance potency, T_{AM} is the room temperature, ρ is the reaction's density, C_p is the heat capacity of the reaction, V is the reactor's volume, h is the heat transfer coefficient, A_r is the area of the heat resistance in contact with the reaction and λ_{1-6} is the heat produced by each reaction.

2.3 Batch reactor parameters

The value and units of each parameter and input used for the model simulation can be seen in table 1. According to (Ceriani, 2009), (Ihmels, 2003), the total C_p of the reactor's content is calculated with C_{PTG} , C_{PDG} , C_{PMG} , C_{PME} , C_{PA} and C_{PGL} as:

$$C_p = \frac{C_{PTG}x_1}{Tcons} + \frac{C_{PDG}x_2}{Tcons} + \frac{C_{PMG}x_3}{Tcons} + \frac{C_{PME}x_4}{Tcons} + \frac{C_{PA}x_5}{Tcons} + \frac{C_{PGL}x_6}{Tcons} \quad (12)$$

where C_{PTG} , C_{PDG} , C_{PMG} , C_{PME} , C_{PA} and C_{PGL} are the molar heat capacities of each of the reactions components, $Tcons = x_1 + x_2 + x_3 + x_4 + x_5 + x_6$ is the total concentration inside the reactor in mol/L.

Table 1. Transesterification batch reactor parameters

Parameter	Value	Units
P	2.5	W
α_1	1.4669E10	
α_2	119698266	-
α_3	6.1393E7	-
α_4	1.3909e6	-
α_5	6.6461E9	-
α_6	1.2125E5	-
1	14700	cal/gmol
2	13320	cal/gmol
3	11030	cal/gmol
4	13720	cal/gmol
5	15570	cal/gmol
6	9510	cal/gmol
R	1.98717	cal/molK
A_r	0.126	m ²
h	1.05	W/mK
V	0.0042932	m ³
ρ	0.082-0.92	g/m ³
λ_1	1-1	cal/gmol
λ_2	2-1	cal/gmol
λ_3	3-4	cal/gmol
λ_4	4-3	cal/gmol
λ_5	5-6	cal/gmol
λ_6	6-5	cal/gmol

Where x_{1-6} are the concentrations of TG , DG , MG , ME , A and GL respectively, k_{1-6} are the reaction rate constants and are obtained through Arrhenius equation (4).

2.2 Batch reactor model

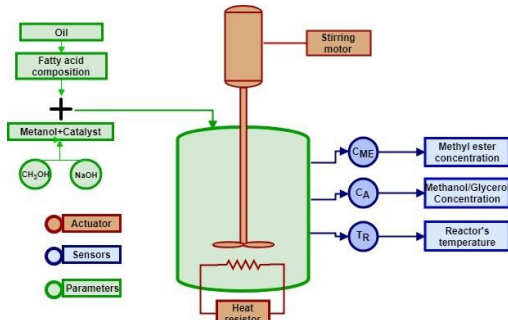


Figure 1. Transesterification batch reactor.

A representation of the batch reactor used for this paper can be seen in Figure 1, the reactor used has a volume capacity of 4L, it is equipped with a stirring motor, a heat resistance with a range of 0-100 W, a temperature sensor and a pH sensor to estimate biodiesel production (Lopez, 2015).

Being a batch type reactor, it has no input nor output and given specific initial conditions, 6 : 1 ratio of TG and A , biodiesel or methyl ester molecules will be produced to a certain extent. According to (Chanpirak, 2017), a batch reactor for transesterification is mainly influenced by temperature. In order to have full knowledge of the reactor temperature's behaviour, an energy balance was made.

$$\frac{dx_7}{dt} = \frac{\lambda_1 k_1 x_1 x_5}{\rho(t)C_p(t)} + \frac{\lambda_2 k_2 x_2 x_4}{\rho(t)C_p(t)} + \frac{\lambda_3 k_3 x_2 x_5}{\rho(t)C_p(t)} + \frac{\lambda_4 k_4 x_3 x_4}{\rho(t)C_p(t)} + \frac{\lambda_5 k_5 x_3 x_5}{\rho(t)C_p(t)} + \frac{\lambda_6 k_6 x_6 x_4}{\rho(t)C_p(t)}$$

The simulation of the nonlinear system (5)-(11) and the Takagi-Sugeno observer (16) using the local models A_1, A_2, A_3, A_4, B_i and a_i were simulated with the ode45

Matlab R function.

Using the parameters of Table 1 the nonlinear model was simulated, in Figure 2 the concentration dynamics of T_G, D_G, M_G, M_E, A and G_L can be seen, by assuming the ratio of 6:1, this means that the input feed stock must be six mol/L of A for every mol/L of T_G to get a maximum amount of three mol/L of methyl ester, as seen in Figure 2, the maximum yield of M_E in open loop at 50 degrees Celsius is 2.8 mol/L. The reactor's temperature is affected by the room temperature ($T_a=303.15$ K), the potency of the heat resistor and the reaction's heat. The cooling effect of this batch reactor is done by the room temperature. In Figure 3 the potency of the resistor is very low so the effect of the heat's reaction is visible.

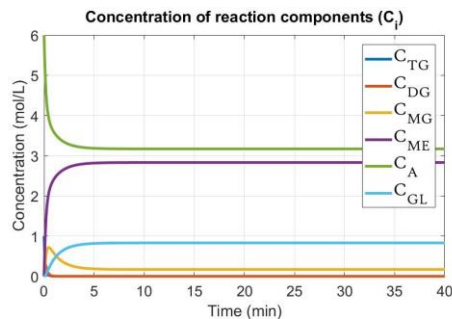


Figure 2. Concentrations of transesterification batch reactor.

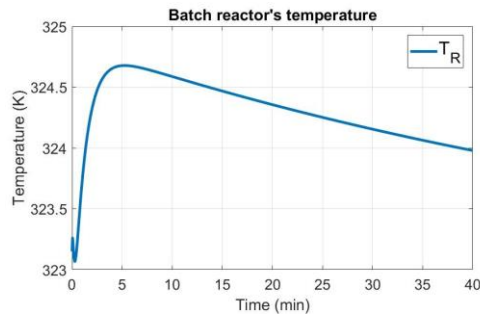


Figure 3. Temperature of the batch reactor.

In order to prove the Takagi-Sugeno fuzzy system, the sum of all the weighting functions must be one, in Figure 4, the weighting functions of all the rules are active at some point and adding them up equals one.

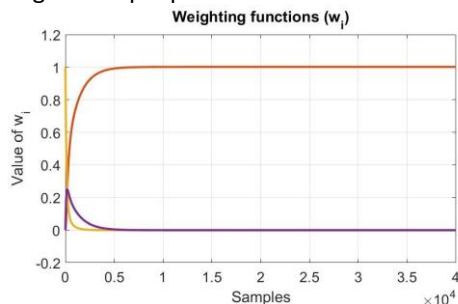


Figure 4. Weighting functions of the TS fuzzy system reactor.

Finally, Figure 5 and 6 show the Takagi-Sugeno fuzzy observer (16), with random initial conditions given as $x_{Obs1} = [1.1 \ 0.05 \ 0.2 \ 0.1 \ 6.1 \ 0.02 \ 324.15]$. The L gains were obtained with the help of Matlab R and the Yalmip solver. Figure 7 and 8 show a simulation with different initial conditions, typically, a 6:1 ratio of $A : T_G$ is chosen for the initial conditions of the reaction, this is due the fact that the oil sample is considered as 100% T_G , in reality it is composed of 90-95% of T_G and the rest is a mix of D_G and M_G so the initial conditions are given as $x_{Obs2} = [0.9 \ 0.06 \ 0.04 \ 0 \ 6 \ 0 \ 322.15]$

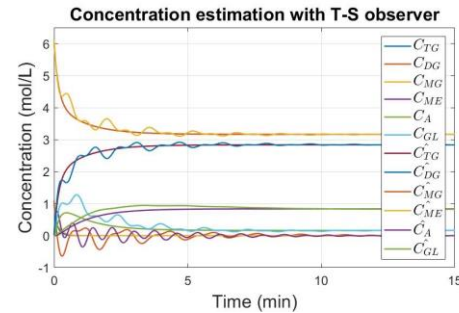


Figure 5. Concentrations of the TS fuzzy system.

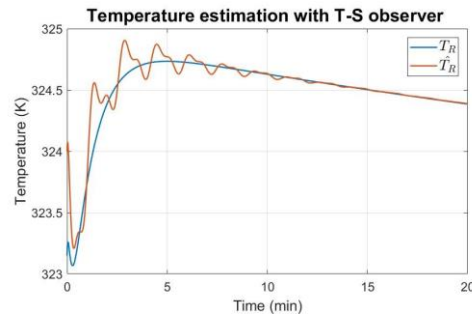


Figure 6. Temperature of the TS fuzzy system.

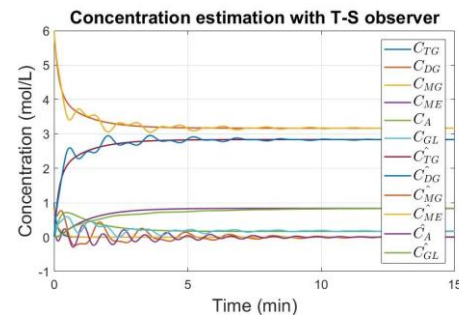


Figure 7. Concentrations of the TS fuzzy system.

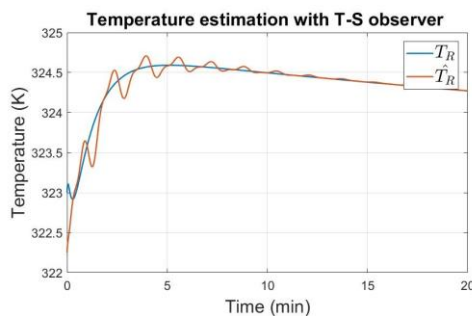


Figure 8. Temperature of the TS fuzzy system.

6. CONCLUSIONS

The Takagi-Sugeno fuzzy system was computed using two scheduling variables and 4 rules assuming k_{1-6} is constant. The difference between the reactor's temperature and its Takagi-Sugeno representation is because in the nonlinear model the reaction constant being modeled by (4) and in (14) it is considered constant. If the most significant reaction rate constant (k_{ms}) is considered a

scheduling variable, $z_3 = k_{ms} = [k_{ms}, k_{ms}]$, it would be possible to compute 8 rules. This could be extended to the two most significant reaction rate constants and still be possible to compute 16 rules.

REFERENCES

- Brásio A, Arianey Romanenko, Joao Leal, Natercia Fernandes, 2013, "Nonlinear model predictive control of biodiesel production via transesterification of used vegetables", Journal of process control, vol 23, 1471-1479.
- Carter D, D Darby, J Hallé, P Hunt, 2015, "How to make biodiesel", Ed. LILY.
- Ceriani R, Gani R, Meirelles A. J. A. (2009). Prediction of heat capacities and heats of vaporization of organic liquids by group contribution methods. Fluid Phase Equilibria, 283(1-2), 49-55
- Chanpirak A, Weerachipichasgul W, 2017, "Improvement of biodiesel production in batch transesterification process", proceedings of the international multiconference of engineers and computer scientists, Hong Kong.
- Freedman B, R. O. Butterfield and E.H.Pryde, 1986, "Transesterification Kinetics of Soybean Oil", Journal of the American oil chemists society, vol 63, no. 10.
- Ihmels Ch, Jurgen Cmeihling, 2003, "Extension and revision of the group contribution method GCLVOL for the prediction of pure compound liquid densities", Industrial & engineering chemistry research, vol 42, 408-412.
- Kern Richard, Yogendra Shastin, 2015, "Advanced control with parameter estimation of batch transesterification reactor", Journal of process control, Vol 23, 127-139.
- Lendek Z, Thierry Marie Guerra, Robert Babuska, Bart de Schuter, 2010, "Stability Analysis and nonlinear observer design using Takagi-Sugeno Fuzzy models", Ed Springer.
- López Zapata BY, 2017, "Control y diagnóstico de fallas en un reactor de biodiesel", Tesis de doctorado en ciencias, CENIDET, México.
- Lyuben W.M. 1996, Process Modelling simulation and control for chemical engineers" Ed McGraw Hill.
- Noureddini H, D Zhu, 1997, "Kinetics of Transesterification of Soybean Oil", Journal of the American oil chemists society, vol 74, no. 11.

Diagnóstico de fallas en un sistema fotovoltaico mediante mapas cognitivos difusos

Diego Alan Torres Zamarripa*

*Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Palmira, CO 62490 MEX
(Tel: +52 777 362 7770; e-mail: diego.torres17ea@cenidet.edu.mx).

Resumen: El agotamiento de energéticos fósiles y el daño ocasionado a la naturaleza y sus ecosistemas, demanda la planeación e implantación de un nuevo modelo energético donde las necesidades del hombre y la estabilidad de la naturaleza se mantengan en un nivel equilibrado. El desarrollo continuo de nuevas tecnologías ha permitido que poco a poco las consideradas “energías renovables” tomen una posición importante y se perfilen como una de las principales soluciones al déficit energético y a los problemas ambientales que amenazan con colapsar el desarrollo de las principales actividades humanas. En este artículo se presenta el modelo matemático de un panel fotovoltaico, así como la simulación del mismo y el comportamiento ante situaciones inadecuadas de operación, y la detección de fallas en los paneles fotovoltaicos mediante los mapas cognitivos difusos.

Palabras clave: Panel Fotovoltaico, Diagnóstico de Fallas, Modelo Matemático, Mapas Cognitivos Difusos.

Abstract: The depletion of fossil energy and the damage caused to nature and its ecosystems, demand the planning and implementation of a new energy model in which the needs of man and the stability of nature are maintained at a balanced level. The continuous development of new technologies has allowed that step by step those considered "renewable energies" take an important position and emerge as one of the main solutions to the energy deficit and environmental problems that threaten to collapse the development of the main human activities. In this paper the mathematical model of a photovoltaic panel is presented, as well as the simulation of the same one and the ways before inadequate situations of operation, and the detection of faults in the photovoltaic panels by means of the diffuse cognitive maps.

Keywords: Photovoltaic Array, Fault Diagnosis, Mathematical Model, Fuzzy Cognitive Maps.

1. INTRODUCCIÓN

De las fuentes de energía renovable, la energía solar puede ser considerada como la más importante debido a su abundancia y disponibilidad (Sukhatme y Nayak, 2008). Una de las formas para aprovecharla es mediante la conversión de la radiación solar en energía eléctrica por medio del efecto fotoeléctrico, con ayuda de semiconductores. Los dispositivos fotovoltaicos son semiconductores que convierten parte de la radiación solar incidente en energía eléctrica de corriente directa (Duffie y Beckman, 1991; Goswami y Kreith, 2000).

Una celda solar es un dispositivo que representa la unidad fundamental de un sistema fotovoltaico. Típicamente, genera un voltaje de entre 0.5 y 0.8 volts dependiendo del semiconductor utilizado y la tecnología con la que fue fabricado (Salmi *et al.*, 2012). Un panel solar es el conjunto de un determinado número de celdas solares conectadas en serie-paralelo y montadas sobre una placa metálica encapsulada por un aislante térmico. Un arreglo fotovoltaico es el conjunto de un determinado número de paneles solares conectados en serie-paralelo para la generación de una cantidad determinada de energía (Sukhatme y Nayak, 2008; Duffie y Beckman, 1991).

□ La generación de energía de una celda solar se ve afectada principalmente por la variación en la radiación solar incidente y en la temperatura de la celda. Al acoplar un conjunto de celdas solares, la energía generada aumenta linealmente debido a la variación incremental del voltaje y de corriente gracias a la configuración serie-paralelo. Una configuración en serie permitirá que el voltaje del conjunto incremente, manteniendo constante el flujo de la corriente. Por otro lado, una configuración en paralelo mantendrá un nivel de voltaje constante, incrementando el flujo de la corriente (Sukhatme y Nayak, 2008).

En la literatura existen diferentes métodos para el diagnóstico de fallas en sistemas fotovoltaicos, pero el propósito de este artículo es evaluar el comportamiento abordando el problema tratando de mejorar el resultado de este método, debido a la potencialidad de los mapas cognitivos difusos.

2. DESARROLLO

Una celda solar se construye a partir de una oblea delgada de silicio, fabricada a partir de la unión de dos semiconductores “p”

– “n”, y que por medio del efecto fotoeléctrico convierte la radiación solar en energía eléctrica de corriente directa.

Generalmente, el circuito eléctrico equivalente de una celda solar, consta de una fuente de corriente foto generada por acción de la radiación solar, un diodo, una resistencia en paralelo y una resistencia en serie, tal como se representa en la figura 1.

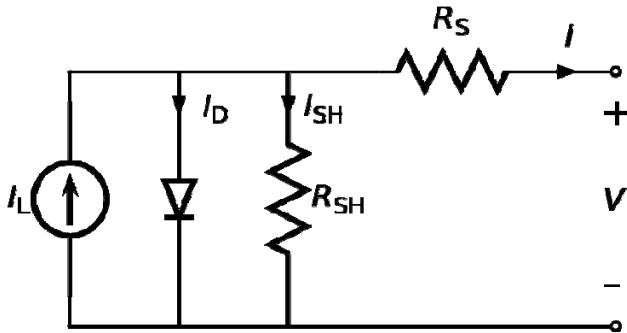


Fig. 1. Circuito equivalente de una celda solar.

El modelo matemático de la celda se obtiene a partir de su representación eléctrica, y se encuentra en función principalmente de la radiación solar y de la temperatura de la celda.

Las características típicas de una celda solar suelen representarse por medio de gráficas: voltaje – corriente y voltaje – potencia. En la figura 2, se pueden observar los puntos más representativos de las curvas, tales como: la corriente de corto circuito (I_{SC}), el voltaje de circuito abierto (V_{OC}), el punto de máxima potencia (MPP), la corriente en el punto de máxima potencia (I_{MPP}), el voltaje en el punto de máxima potencia (V_{MPP}) y la potencia en el punto de máxima potencia (P_{MPP}).

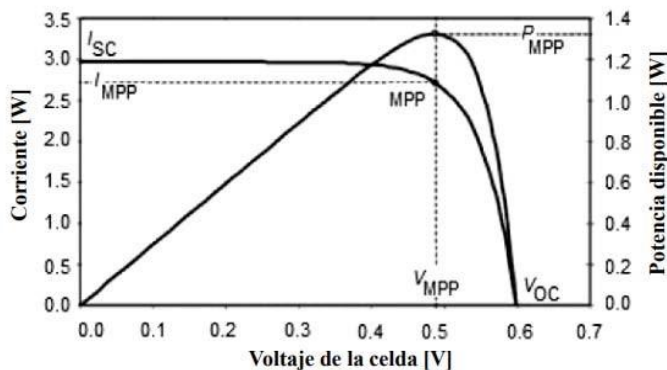


Fig. 2. Curva corriente - voltaje y curva potencia – voltaje de una celda solar.

2.1. Modelo matemático de una celda solar

El modelo matemático que describe la curva voltaje-corriente en una celda solar, generalmente se describe por medio de la ecuación (1.1).

$$I = I_L - I_0 \left[\exp \left(\frac{qV}{kT} \right) - 1 \right] - \frac{V}{R_{SH}} \quad (1.1)$$

Donde:

I_L = Corriente fotogenerada

I_0 = Corriente de saturación Inversa

R_S = Resistencia en serie

R_{SH} = Resistencia en paralelo V = Voltaje

q = Carga del electrón (1.6×10^{-19} C) k = Constante de Boltzman (1.38×10^{-23} J/K)

T_C = Temperatura de la celda

A = Factor de idealidad

“ a ” es un parámetro dado por la ecuación (1.2).

$$a = \frac{KT}{q} \quad (1.2)$$

El factor de idealidad permite distinguir el comportamiento entre una celda de silicio y una de germanio, dependiendo así de la tecnología de fabricación de la celda solar.

La corriente foto generada varía en función de la radiación solar y de la temperatura de trabajo en la celda (Kalogirou, 2009), y se describe por la ecuación (1.3).

$$I_L = \frac{S}{S_{REF}} \left[I_{L,REF} \left(\frac{T_C}{T_{C,REF}} \right)^{\mu_{ISC}} \right] \quad (1.3)$$

Donde:

S = Irradiación solar

S_{REF} = Irradiación solar (condiciones de referencia (1000 W/m^2))

$I_{L,REF}$ = Corriente fotogenerada (condiciones de referencia) μ_{ISC} = Coeficiente de cortocircuito (dato proporcionado por fabricante)

La corriente de saturación inversa está dada por la ecuación (1.4).

$$I_0 = I_{0,REF} \left(\frac{T_C}{T_{REF}} \right)^3 \exp \left(-\frac{E_G}{kT_C} \right) \quad (1.4)$$

$$\frac{1}{R_{SH}} = \frac{1}{R_{SH}} + \frac{1}{R_{SH}}$$

Donde:

E_G = Energía del semiconductor en su banda de gap $I_{O,REF}$ = Corriente de saturación inversa (condiciones de referencia)

Generalmente, la eficiencia de una celda solar no se afecta con la variación en la resistencia en paralelo (debida a impurezas en el silicio), por lo que se puede asumir que $R_{SH} \rightarrow \infty$. Por otro lado, una pequeña variación en la resistencia serie afecta significativamente el comportamiento y eficiencia de una celda solar (Salmi *et al.*, 2012).

2.2. Modelo matemático de un panel solar

Las celdas solares deben de ser conectadas en una configuración serie – paralelo para poder generar un nivel más alto de energía y así formar un panel solar. El modelo matemático que describe a un panel solar se muestra en la ecuación (1.5), donde el número de celdas en paralelo viene dado por el prefijo N_p , mientras que el número de celdas en serie viene dado por el prefijo N_s .

$$I = N_p [I_L - I_0 \exp\left(\frac{qV}{N_s a k T}\right) - \frac{V}{R_{SH}}] \quad (1.5)$$

$$\frac{1}{R_{SH}} = \frac{1}{R_{SH}} + \frac{1}{R_{SH}}$$

Es importante considerar que el modelo matemático de un panel solar puede ser utilizado para el análisis de una sola celda solar si se consideran que los coeficientes $N_p = 1$ y $N_s = 1$.

3. SIMULACIÓN

El modelo matemático de una celda solar puede ser esquematizado por medio de la herramienta de Matlab: Simulink, para su posterior simulación, permitiendo observar las curvas de corriente-voltaje y potencia-voltaje para el análisis del punto de máxima potencia.

Los parámetros requeridos para la simulación, generalmente pueden ser obtenidos de las hojas de datos proporcionadas por el fabricante. Se tiene un modelo general en Simulink el cual permite simular cualquier panel, incluso proponer los valores deseados de un panel en específico, el cual se muestra en la figura 3. Posteriormente en la figura 4 se muestra el diagrama en

Simulink con los bloques necesarios para llevar a cabo la simulación y graficar las curvas de corriente-voltaje y potenciavoltaje.

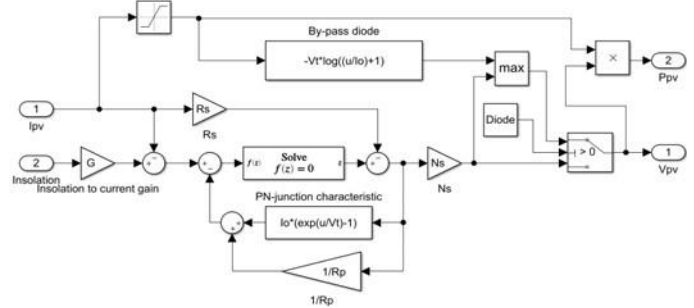


Fig. 3. Modelo del panel solar en Simulink 2018.

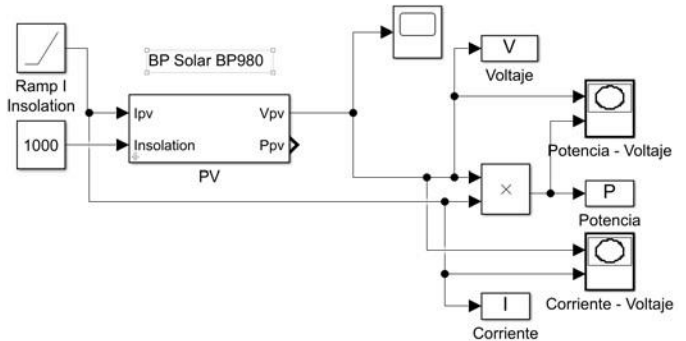


Fig. 4 Diagrama para la simulación del panel solar y obtención de curvas.

Es necesario introducir al sistema los parámetros que proporciona el fabricante. Los parámetros fueron tomados de la hoja de especificaciones.

Posteriormente se procede a la simulación del sistema, en las figuras 6 y 7 se muestran los resultados obtenidos.

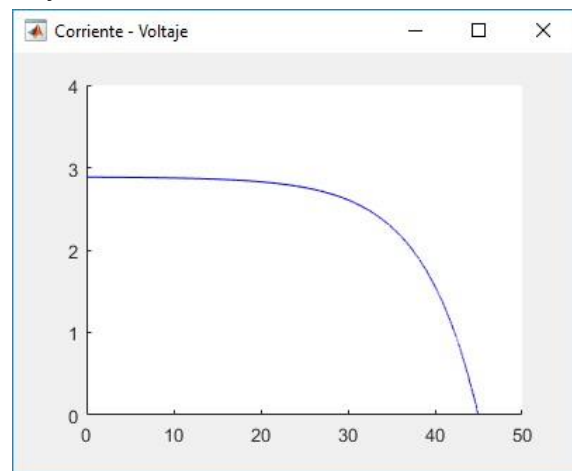
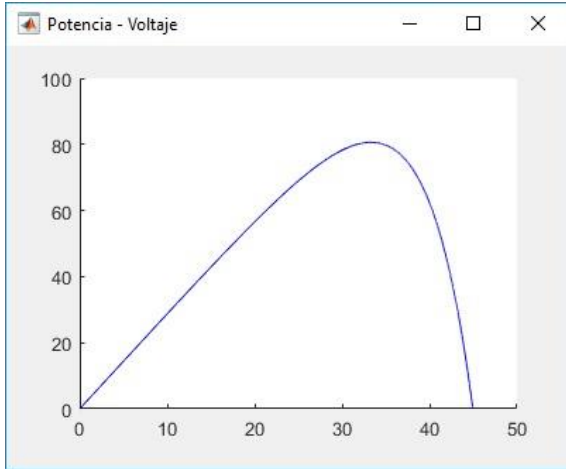


Fig. 6 Curva I (eje y) – V (eje x).



7. Curva P (eje y) – V (eje x).

Para las simulaciones correspondientes al diagnóstico de fallas se utilizarán parámetros climáticos reales de la base de datos del **Servicio Meteorológico Nacional (SMN)**, para hacer simulaciones más apegadas a la realidad.

La base de datos del SMN nos brinda información relevante entre las que destaca la radiación solar (W/m^2), así como la fecha y hora a la que se tomó la medición. Estos datos se muestran en la figura 8.

AAAA/MM/DD HH:MM HORAZ	Dirección de ráfaga (grados)	Dirección del Viento (grados)	Humedad relativa (%)	Precipitación (mm)	Radiación Solar (W/m^2)
2018-10-11 19:20	220	262	72	0	455
2018-10-11 19:10	220	220	76	0	427
2018-10-11 19:00	220	181	82	0	386
2018-10-11 18:50	202	183	97	0	376
2018-10-11 18:40	209	207	99	0	393
2018-10-11 18:30	219	233	100	0	482
2018-10-11 18:20	204	184	100	0	621
2018-10-11 18:10	179	206	100	0	721
2018-10-11 18:00	208	197	100	0	681
2018-10-11 17:50	190	187	100	0	732
2018-10-11 17:40	196	172	100	0	808
2018-10-11 17:30	181	168	100	0	391
2018-10-11 17:20	173	165	100	0	444
2018-10-11 17:10	198	209	100	0	412

Fig. 8. Base de datos del SMN.

4. CARGA

Bajo la suposición de un lugar alejado, el cual no tiene distribución de energía eléctrica por parte de comisión federal de electricidad (CFE), las principales demandas de energía por parte de los habitantes de estas regiones son:

1. Refrigerador (conservación de alimentos)
2. Iluminación
3. Bomba de agua (Suministro de agua)

Para efectos de este tema de tesis, se tomará como principal demanda de potencia el refrigerador, ya que solo se está considerando el sistema funcionando durante el día, debido a que no se considera un banco de baterías. En promedio, un refrigerador consume aproximadamente 575 watts por cada hora.

Bajo estas suposiciones se define una carga con estos requerimientos energéticos.

5. MAPA COGNITIVO DIFUSO

Los mapas cognitivos difusos (MCD) son una técnica introducida por Kosko (1986) como una extensión de los mapas cognitivos. Los MCD describen la fortaleza de la relación mediante el empleo de valores difusos en el intervalo $[-1,1]$. Para ello, los nodos representan conceptos causales y pueden modelar eventos, acciones, valores, metas o procesos. Así, los nodos constituyen una estructura de grafo difuso con retroalimentación para representar causalidad y ofrecen un marco de trabajo más potente y flexible para representar el conocimiento humano para el razonamiento frente a los sistemas expertos tradicionales. La figura 9 muestra la forma general de un mapa cognitivo difuso.

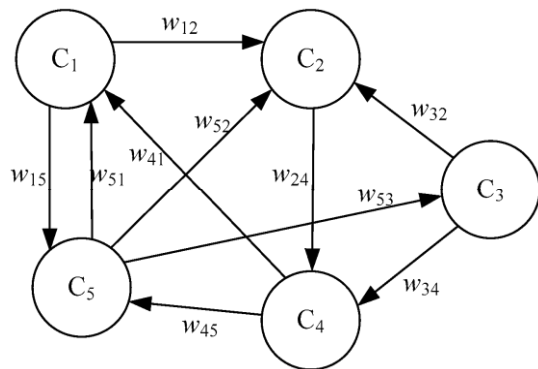


Fig. 9. Forma general de un mapa cognitivo difuso.

Los MCD son modelos difusos con retroalimentación para representar causalidad, combinan herramientas teóricas de los mapas cognitivos, la lógica difusa, las redes neuronales, las redes semánticas, los sistemas expertos y los sistemas dinámicos no lineales. Esta técnica permite modelar el sistema con retroalimentación. En el diagrama cada nodo representa un conjunto difuso o evento que ocurre en algún grado. Cabe aclarar que los nodos son conceptos causales y pueden modelar eventos, acciones, valores, metas o procesos. Con la utilización de esta técnica se obtienen además los beneficios de modelado visual, la simulación y la predicción (Salmeron, 2009).

En cuanto a la detección y diagnóstico de fallas, el mapa cognitivo difuso detecta los comportamientos inadecuados en el sistema de la siguiente manera: en la figura 10 se observa la curva típica de corriente – voltaje de un panel fotovoltaico cuando hay una disminución de radiación solar en el mismo. De esta manera, en la curva con falla se nota un comportamiento distinto al deseado.

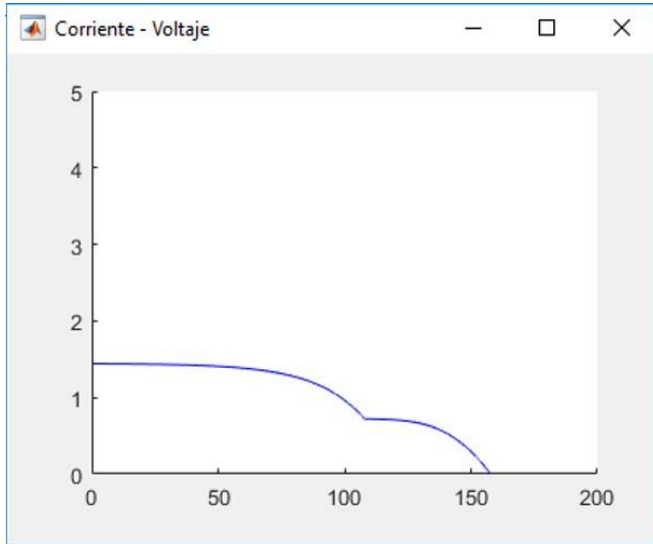


Fig. 10. Curva “corriente – voltaje” con falla.

En la figura 11 se muestra la curva típica de potencia – voltaje, de un panel fotovoltaico bajo las mismas circunstancias de disminución de radiación solar se observa un descenso en el punto de máxima potencia.

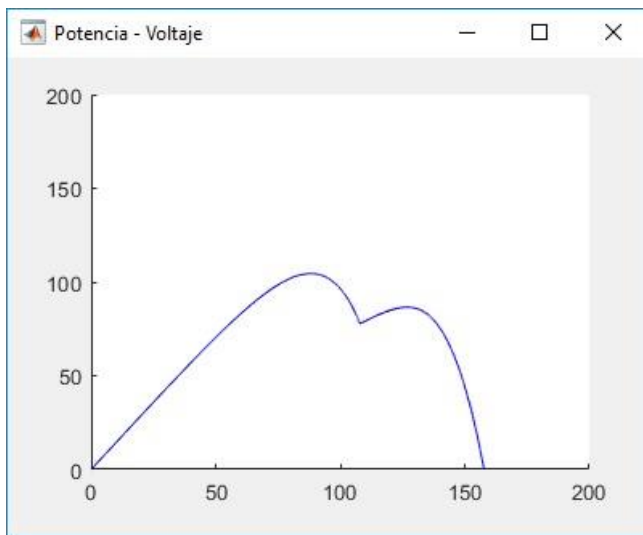


Fig. 11. Curva “potencia – voltaje” con falla.

6. CONCLUSIONES

Se desarrolló en Simulink el modelo en diagrama a bloques de un panel solar a partir del modelo matemático. Con dicha simulación se obtuvieron las gráficas que describen el comportamiento del panel solar ante los cambios de radiación solar y temperatura.

Se está trabajando en la simulación con los datos reales obtenidos del SMN, de esta manera se obtienen las curvas y datos del sistema a partir de una situación apegada a la realidad. así como en la implementación de los mapas cognitivos difusos, para continuar con el desarrollo del tema de tesis que lleva por

nombre: “Diagnostico de fallas en un sistema fotovoltaico mediante mapas cognitivos difusos”.

Los mapas cognitivos difusos son capaces de detectar de manera gráfica los comportamientos inapropiados del panel fotovoltaico mediante los cambios en la pendiente de las curvas, los diferentes puntos de máxima potencia, entre otras variables como: temperatura, fecha, hora, estación del año, y ubicación geográfica.

Para trabajo futuro se tiene contemplado la implementación de los mapas cognitivos difusos, posteriormente la integración al sistema fotovoltaico y la evaluación del sistema en conjunto.

De esta manera se podrá definir la eficacia de esta técnica de diagnóstico y comparar con las que actualmente existen en la literatura. Además de clasificar y observar las ventajas y desventajas de las mismas, así como seleccionar una de estas técnicas para las situaciones o aplicaciones específicas que se definan por parte del usuario.

REFERENCIAS

- H. L. Tsai, C. S. Tu, and Y. J. Su, “Development of Generalized Photovoltaic Model Using Matlab/Simulink” in Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science, 2008.
- J. Duffie and W. Beckman, “Solar Engineering of Thermal Processes”, 3rd ed. John Wiley & Sons, 1991, 747.
- J. L. Salmeron, “Supporting decision makers with fuzzy cognitive maps”, Research-Technology Management, vol. 52, no. 3, pp. 53-59, 2009.
- R. Ahmad, A. F. Murtaza, H. Ahmed, U. Tabrez, and S. Olalekan, “An analytical approach to study partial shading effects on PV array supported by literature,” Renew. Sustain. Energy Rev., vol. 74, no. February, pp. 721–732, 2017.
- S. A. Kalogirou, “Solar Energy Engineering”, 1st. ed. San Diego, California, Elsevier Inc, 2009, 469 – 519.
- S. K. Das, D. Verma, S. Nema, and R. K. Nema, “Shading mitigation techniques: State-of-the-art in photovoltaic applications,” Renew. Sustain. Energy Rev., vol. 78, no. September 2015, pp. 369–390, 2017.
- S. P. Sukhatme and J. K. Nayak, “Solar Energy: Principles of Thermal Collection and Storage”, 3rd. ed. Delhi, India: McGraw Hill, 2008, 71 -108.
- T. Salmi, M. Bouzguenda, A. Gastli, and A. Masmoudi, “MATLAB / Simulink Based Modelling of Solar Photovoltaic Cell”, International Journal of Renewable Energy Research, Vol. 2, No. 2, 2012.

Y. D Goswami and F. Kreith, “Principles of Solar Engineering”,
2nd ed. New York, NY: Taylor & Francis, 2000, 1-80.

Controlador electrónico inalámbrico para sistemas domóticos de tipo distribuido implementado a ventilador de techo

J. Cuazon-Gómez¹, H. Ordaz-Velázquez¹, E. Díaz-Hernández¹, F. Martínez-Solís¹, J.A. OlmosLópez¹, R. Ramírez-Betancourt¹

¹Universidad Juárez Autónoma de Tabasco, División Académica de Ingeniería y Arquitectura, Campus Chontalpa, Carretera Cunduacán-Jalpa km 1, Col. La Esmeralda, C.P. 86690, Cunduacán, Tabasco.

e-mail: iee.jetzaelcg@gmail.com, hecorvel@hotmail.com, efren.diaz.herdez@gmail.com, fer_martinez33@hotmail.com

Resumen—En este trabajo, se presenta un controlador electrónico para sistemas domóticos distribuidos aplicado a ventiladores de techo, comandado por aplicación para sistema operativo *Android*. Se diseñó un circuito de potencia con optoacopladores y un tiristor para controlar la potencia promedio del motor de un ventilador de techo. Se implementó un microcontrolador *PIC18F2550* como unidad central de procesamiento y un módulo de *WiFi ESP8266* para recibir datos que son enviados por una aplicación para Smartphone. El controlador electrónico de velocidad se puede adaptar a diferentes modelos de ventiladores de techo, ya que es fácil de instalar y no requiere modificaciones en el diseño del ventilador. Los resultados muestran un control de velocidad del ventilador en cinco etapas según las necesidades del usuario. En trabajos futuros se desarrollará una aplicación para manipular distintos ventiladores, debido a que el diseño del controlador electrónico permite dicha conexión.

Palabras Clave—domótica, SO *Android*, microcontrolador, *WiFi*, ventilador de techo.

Abstract—In this paper, an electronic controller for distributed home automation systems applied to ceiling fans is presented, commanded by an application for *Android OS*. A power circuit with opto-isolators and a thyristor was designed to control the average power of the motor of a ceiling fan. A *PIC18F2550* microcontroller was implemented as a central processing unit and a *Wi-Fi ESP8266* module to receive data sent by an application from a Smartphone. The electronic speed controller can be adapted to different ceiling fans, since it is easy to install and does not require modifications in the fan's design. The results showed a five-step speed control according to the needs of the user. In future work, an app will be developed to manipulate different ceiling fans, due to the electronic controller design allows such connection.

Keywords—domotics, *Android OS*, microcontroller, *Wi-Fi*, ceiling fan.

I. INTRODUCCIÓN En los últimos años los sistemas inteligentes han permitido una expansión tecnológica hacia diversos campos sociales, uno de ellos es el sector doméstico, el cual, se ha visto beneficiado con el avance tecnológico. Este es el caso de la domótica, la cual contribuye a mejorar la comodidad, seguridad y bienestar en el hogar, automatizando sistemas eléctricos y electrónicos a través de dispositivos inteligentes [10]. La domótica permite la

automatización integral de instalaciones eléctricas de viviendas y edificios. La seguridad y la red de comunicaciones son otros puntos clave de estudio de domótica, pues dependiendo de las necesidades del usuario, se demanda un sistema de interconexión más inteligente [3].

Actualmente, el uso de redes de comunicaciones inalámbricas en diferentes protocolos, impulsa a que el campo de la domótica abarque más territorio en avances tecnológicos. Es por ello que, en la actualidad, surgen nuevas formas de controlar dispositivos electrodomésticos para mantener al usuario en la zona de confort, haciendo uso de diversos métodos de encendido y apagado de equipos y sistema eléctrico y electrónicos domésticos, todo esto, dependiendo de la necesidad en cuestión [2].

Particularmente, los ventiladores de techo se utilizan para generar flujo de aire en espacios cerrados y abiertos. Comercialmente, estos ventiladores constan de un autotransformador externo que regula el voltaje de alimentación y consecuentemente la velocidad de giro de motor. Este es la forma de uso común, donde el autotransformador se instala cerca de las tomas de corriente de la habitación. Sin embargo, existe un ligero consumo de energía aun cuando el aparato no está en uso debido a la corriente de derivación del autotransformador, esto conlleva a un ligero aumento en la factura de energía eléctrica. Además, durante el funcionamiento, la potencia total consumida por el ventilador es la suma de la potencia del autotransformador y la potencia del motor del ventilador [7].

En consecuencia, en este trabajo se presenta un controlador electrónico aplicado a ventiladores de techo que permite regular la velocidad del ventilador. El objetivo es mejorar el consumo de energía del ventilador, así como solventar la necesidad del usuario de mantener acondicionada un área de uso cotidiano mediante este tipo de ventiladores. El control electrónico utiliza tecnología *WiFi* que le permite vincularse con un Smartphone a

través de una aplicación Android; esto hace que el control de velocidad del ventilador sea de forma remota desde el Smartphone del usuario. El uso del controlador electrónico en sistemas domóticos reduce el costo por consumo energético del ventilador. Asimismo, se provee al inmueble de una instalación domótica de tipo centralizada, pues con la tecnología WiFi es posible mantener conectados varios dispositivos al mismo tiempo.

II. DESARROLLO

A. Diseño del controlador electrónico

El sistema del controlador electrónico consta de tres partes, descritas a continuación.

- **Aplicación en Smartphone.**
Se desarrolló una aplicación para sistema operativo Android; a través de la aplicación se envían datos de control vía WiFi hacia el microcontrolador, el cual tiene conectado un módulo WiFi ESP8266 para recibir los datos. Se utiliza la tecnología WiFi debido a que se considera red inalámbrica autogestionable y fácil de implementar en aplicaciones de IoT [11].
- **Tarjeta de adquisición de datos**
Se desarrolló una tarjeta de adquisición de datos con una etapa de control y una etapa de potencia. En la etapa de control se instrumentó un microcontrolador PIC18F2550 (ver en Figura 1) como unidad central de procesamiento con Transmisor-Receptor Asíncrono Universal UART (del inglés Universal Asynchronous Receiver/Transmitter) para transferencia de datos con protocolo serial.

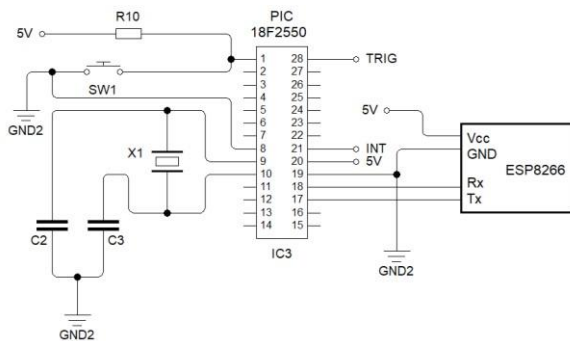


Figura 1. Circuito de conexiones del microcontrolador con otras etapas del controlador electrónico.

En esta etapa se implementó un detector de cruce por cero, cuyo diagrama se puede ver en la Figura 2. Este detector sirve para tener un punto de referencia y determinar el instante de disparo y activación del TRIAC desde el microcontrolador. También, se encuentra la tarjeta ESP8266 (ver en Figura 1) para recepción de datos vía WiFi. Éste módulo es un transceptor WiFi serial de bajo costo, que sigue el

estándar IEEE 801.11 b/g/n y utiliza el protocolo serial UART para comunicarse (generalmente) con microcontroladores, permitiendo la conexión inalámbrica entre varios dispositivos y realizar diversas operaciones entre ellos [6]. También, permite la configuración del microcontrolador como servidor o cliente, útil para aplicaciones IoT (Internet de las cosas). Este módulo recibirá datos que el dispositivo Android envíe, consecuentemente se enviarán al microcontrolador donde el programa principal se encargará de procesar los datos y con ello estimar el tiempo de disparo del TRIAC para controlar el voltaje que a su vez, controla la velocidad del ventilador.

El detector de cruce por cero se puede observar en el circuito superior de la Figura 2. Este detector consta de un divisor de voltaje, donde un rectificador de onda completa toma el voltaje en R2 de (5VCA) y se alimenta la carga R3. Este voltaje es proporcional al de la fuente V1. Esta señal se adquiere mediante el LED interno del optoacoplador IC1 para entregar, a la salida, una señal proporcional a la fuente V1 pero con aislamiento óptico para evitar daños al circuito de la Figura 1 [9].

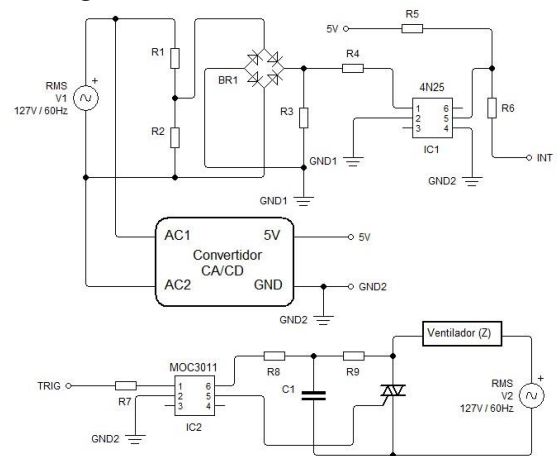


Figura 2. Etapa de alimentación (circuito superior) y etapa de potencia (circuito inferior).

□ Etapa de potencia y alimentación.

La etapa de alimentación entrega el voltaje nominal de alimentación (5VCD) mediante convertidor CA/CD genérico para el circuito de la Figura 1, mediante la conexión INT indicada en los diagramas de la Fig. 1 y Fig. 2.

La etapa de potencia, que se observa en la parte inferior de la Figura 2, se encarga de adaptar los disparos que el microcontrolador envía hacia el TRIAC a través del pin TRIG, mediante un optoacoplador MOC3011.

Este circuito se basa en la técnica de control de fase por activación de un TRIAC [8]. Esta técnica consiste en activar un TRIAC mediante un pulso de mínima duración en el pin *Gate*, de tal forma que se haga circular corriente a través de los pines MT2 y MT1. Para que el disparo esté controlado, se necesita tener de referencia el cruce por cero del voltaje de alimentación de la carga, de esta manera, se conoce con certeza el instante de disparo del TRIAC para obtener un determinado voltaje promedio en la carga.

Las formas de onda, dependiendo del ángulo (o instante) respecto a la señal sinusoidal de la red eléctrica donde se realice el disparo, son como las de la Figura 3. La señal a) es el voltaje de la fuente (127 Vrms), la señal b) es el voltaje en la carga, una vez realizado el disparo y, la señal c) es el voltaje en el TRIAC medido de MT2 a MT1. Cabe mencionar que se ilustra en la Figura 3 el comportamiento de una carga puramente resistiva. Para cargas inductivas, la respuesta en el instante de activación del TRIAC suele tener varios sobre-impulsos. Para eliminar estos sobre-impulsos de voltaje se implementa un arreglo *Snubber* (ver en Figura 2) con un capacitor (C1) y una resistencia (R9) [5].

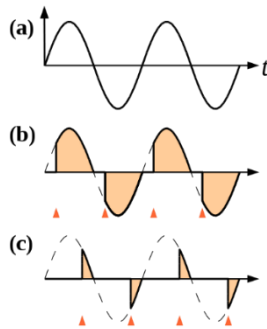


Figura 3. Parámetros implícitos en el comportamiento de un TRIAC. De manera general, el controlador electrónico está interconectado tal y como se muestra en la Figura 4, incluyendo cada uno de las etapas y circuitos anteriormente mencionados, sin incluir el bloque *Red Eléctrica* ni el bloque *Ventilador*.

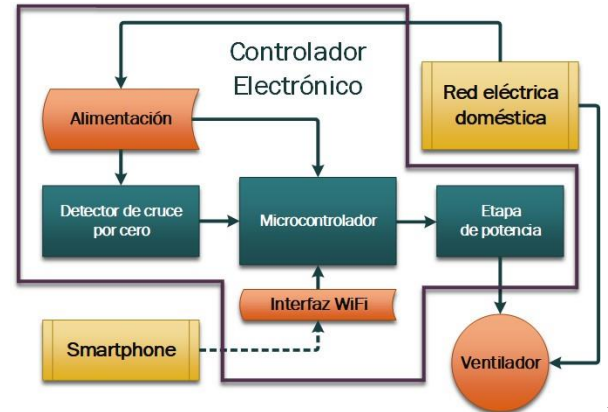


Figura 4.

Diagrama a bloques del sistema controlador.

B. Diseño de la aplicación y del programa del microcontrolador

La aplicación se diseñó por programación web, utilizando el entorno de desarrollo APP Inventor especial para el Sistema Operativo Android [4]. El programa utiliza el módulo WiFi del Smartphone para enviar datos en cadena de caracteres hacia el módulo WiFi ESP8266 conectado al microcontrolador. El diagrama de flujo de la aplicación se muestra en la Figura 6A. El diagrama describe la interacción usuario-dispositivo a través de la interfaz gráfica (ver Figura 5). La aplicación se sincroniza con la frecuencia de trabajo del Smartphone para enviar datos por WiFi. Todo el proceso dentro de la aplicación está comandada por el botón *SALIR*, al presionarse, la aplicación se cierra inmediatamente. En el caso contrario, el flujo pasa a depender de los cambios en el *SLIDER*. Cada cambio en el slider activa el envío de datos por el módulo WiFi del Smartphone. Al enviarse un dato, el flujo del programa se cierra y continúa esperando cambios en el botón y el slider.



Figura 5. Aplicación desarrollada.

El programa cargado en el microcontrolador (que se observa en la Figura 5B) hace uso de una interrupción de tipo externa para detectar el cruce por cero de la red eléctrica doméstica y mandar un pulso digital de corta duración, en un bit de salida del microcontrolador hacia la

etapa de potencia, con un retraso que depende del dato recibido en el puerto UART del microcontrolador que llega desde el ESP8266. Se inicia con la cabecera de directivas para activar el módulo UART, el puerto de I/O y las interrupciones del microcontrolador. Después, se envía un dato de desactivación hacia el ventilador para asegurar que no se consuma energía debida a la carga. En el ciclo repetitivo, se inicia por preguntar si se ha recibido el caracter de inicio de trama (en este caso “@”) designado para indicar que el siguiente byte es el dato de control enviado desde la aplicación, que llega al microcontrolador desde el puerto UART, este dato se guarda en un registro específico del microcontrolador, que es procesado en la rutina *INT_EXT* para generar el retardo correspondiente al pulso de activación del TRIAC [1].

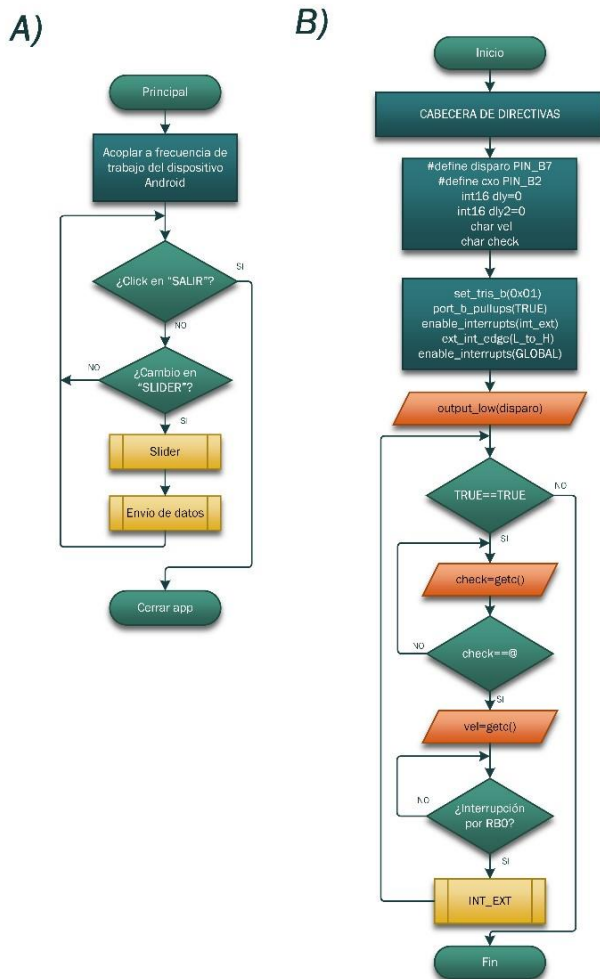


Figura 5. Diagramas de flujo de los programas. A) De la aplicación. B) Del microcontrolador.

C. Caracterización del ventilador

El análisis de consumo energético se realizó para un Ventilador VEC Premium 1VEC-961®, que incluye un regulador de velocidad de 5 posiciones de tipo autotransformador. Las características se muestran en la Figura 6.



Figura 6. Ventilador 1VEC-961®.

Debido a que el fabricante del ventilador no proporciona información del circuito eléctrico del aparato, se decidió medir la impedancia interna, que incluye un capacitor y el devanado del estator, para obtener una ecuación que defina la potencia instantánea. Esta medición se realizó con un medidor de impedancias (LCR) *BK Presicion 889A®* en modo “Z-θ” y utilizando el bus de prueba, basándose en el circuito de la Figura 7.

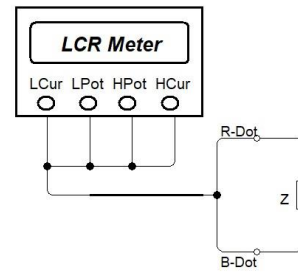


Figura 7. Medición de la impedancia del ventilador.

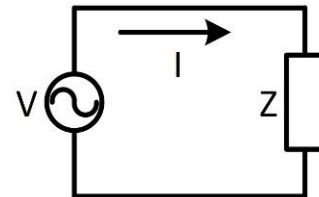


Figura 8. Circuito equivalente del ventilador.

Considerando el circuito de la Figura 8, se calculó la corriente *I* que circula en la carga (impedancia) *Z*, y consecuentemente la potencia instantánea. Tomando en cuenta que el voltaje de entrada en Ec.(1), y la impedancia del ventilador de la Ec.(2), la corriente que circula por el circuito es:

$$V = 127\angle 0^\circ \text{ (V)} \quad (1)$$

$$Z = 750\angle 74.5^\circ \text{ (}\Omega\text{)} \quad (2)$$

$$I = \frac{V}{Z} = \frac{127\angle 0^\circ \text{ V}}{750\angle 74.5^\circ \Omega} = 0.1693\angle -74.5^\circ \text{ (A)} \quad (3)$$

A partir de las expresiones fasoriales en Ec.(1) y Ec.(3) y, considerando una frecuencia de 60 Hz para la línea de alimentación, se obtienen las expresiones de voltaje y corriente respectivamente como:

$$v(t) = 179.6 \sin(377t) \text{ (V)} \quad (4)$$

$$i(t) = 0.2394 \sin(377t - 74.5) \text{ (A)} \quad (5)$$

Así, la potencia instantánea puede ser determinada por:

$$p(t) = v(t)i(t) = 13.3933 - 21.4981 \cos(74.5 - 754t) \text{ (W)} \quad (6)$$

Por lo tanto, la potencia media en el circuito dependerá del área debajo de la onda de potencia instantánea, después de realizarse el disparo en el TRIAC. De esta forma, la potencia media a lo largo de medio ciclo se estima por:

$$P_{avg} = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} p(t) dt \text{ (W)} \quad (7)$$

$$P_{avg} = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} [-21.4981 \cos(74.5 - 754t) + 13.3933] dt \text{ (W)} \quad (8)$$

$$P_{avg} = \frac{2}{T} [13.3933t + 0.0223 \sin(754t) - 0.0177 \cos(754t)] \Big|_0^{0.5T} \text{ (W)} \quad (9)$$

III. RESULTADOS

Una vez compilada la aplicación desde APP Inventor y su instalación en un Smartphone *Samsung Galaxy S5®* con Android 6.1, la interfaz gráfica de la aplicación quedó como se muestra en la Figura 5.

Con ayuda de un osciloscopio digital (*Tektronix DP2024B®*), se midió el voltaje en el motor (con el controlador electrónico) para estimar de manera gráfica la respuesta ante distintos disparos a lo largo de medio ciclo, esto para obtener retardos con los que se programaría el microcontrolador para disparar el tiristor, de esta manera el sistema queda caracterizado con los datos de la Tabla 1.

Color gráfica	Posición	Retardo de disparo	Voltaje RMS del motor	Velocidad
s/c	0	0 ms	0 V	0 RPM
Azul	1	4.68 ms	78.2 V	141 RPM
Rojo	2	4.12 ms	88.3 V	172 RPM
Amarillo	3	3.4 ms	99.8 V	190 RPM
Violeta	4	2.6 ms	110.0 V	223 RPM
Verde	5	0.92 ms	123.0 V	190 RPM

Tabla 1. Caracterización de retardos vs Voltaje RMS en la carga.

Debido al voltaje necesario para romper la inercia del motor fue de 60 V_{RMS}, se optó por buscar un retardo que reflejara un voltaje por arriba de los 60 V_{RMS}. Y debido a que ese voltaje, la velocidad del motor no fue satisfactorio debido al poco flujo de aire, se escogió un voltaje conveniente de 71 V_{RMS}. Así pues, la posición 1 del slider en la aplicación refleja una velocidad de 141 RPM y la posición 5, una velocidad de 190 RPM. Lo anterior se puede consultar en la Tabla 1.

Las curvas mostradas en la Figura 9, representan cada uno de los voltajes del motor a diferentes tiempos de disparo del TRIAC. Estos tiempos de retardo y la correspondencia de colores de cada curva se indican en la Tabla 1.

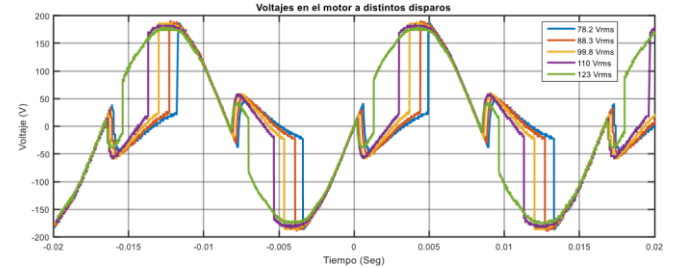


Figura 9. Comportamiento del voltaje en el ventilador a diferentes disparos.

La detección de cruce por cero, la rutina del programa del microcontrolador y la lectura de la trama de datos en el puerto UART, conllevan un cierto consumo de tiempo. Este tiempo determina el mínimo tiempo en el cual se activar del TRIAC. En la Figura 10, se observa la respuesta del voltaje en el motor del ventilador al mínimo tiempo de disparo el cual, entrega el voltaje máximo en la posición 5 (Tabla 1). La Ec. 10 representa el tiempo de detección de cruce por cero t_c . La Ec. 11 es el tiempo que se toma al microcontrolador en realizar una iteración del programa t_p y la Ec. 12 es el tiempo que dura la trama de datos recibidos por el puerto UART t_f .

$$t_c = 660 \mu s \quad (10)$$

$$t_p = 250 \mu s \quad (11)$$

$$t_f = 87 \mu s \quad (12)$$

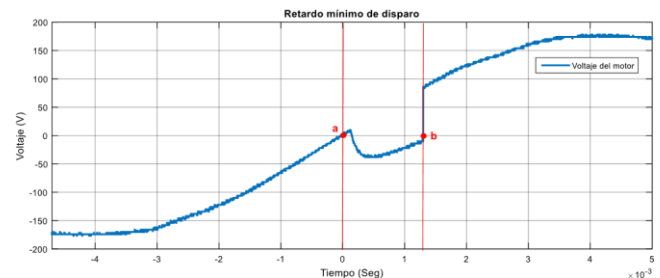


Figura 10. Retardo mínimo de disparo del TRIAC.

El tiempo entre los puntos “a” y “b”, es t_r , y corresponde a la suma de t_c , t_p y t_f , representada en la Ec. 13:

$$t_r = t_c + t_p + t_f = (660 + 250 + 87) \mu s = 997 \mu s \quad (13)$$

Comparando el comportamiento de las 5 posiciones del regulador convencional (RC) y del regulador electrónico diseñado (CE), a voltajes similares, se procedió a medir la corriente que circula en los circuitos de prueba mostrados en la Figura 11. De estas mediciones, se obtuvieron los datos de potencia de la Tabla 2.

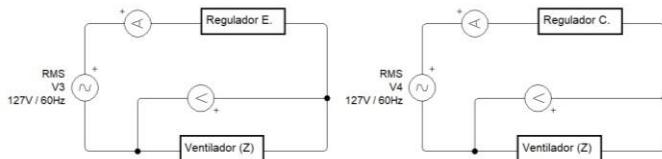


Figura 10. Circuito con controlador electrónico y convencional para pruebas.

Voltaje RMS (V)		Corriente RMS (A)		Potencia (W)	
RC	RE	RC	RE	RC	RE
0	0	0	0	0	0
78.6	78.2	0.38	0.35	29.86	27.37
88.4	88.3	0.41	0.41	36.24	36.20
100.2	99.8	0.45	0.44	45.09	43.91
111.0	110.0	0.49	0.48	54.39	52.80
126.8	123.0	0.55	0.54	69.74	66.42

Tabla 2. Potencia medida con ambos controladores.

Basándose en los datos de potencia de la Tabla 2, se calcula la potencia eléctrica (P_e) en kW del ventilador con el regulador convencional y el controlador electrónico mediante la Ec.13. La Tabla 3 compara el consumo energético en kilowatts-hora (kWh) en ambas configuraciones, así como el costo bimestral de consumo. La Ec. 14 es el costo del kilowatt-hora por bimestre de acuerdo a la tarifa para uso doméstico 1D (T_d) y la

Ec. 15 es la tarifa para uso industrial GDMHT (T_i) en Horario Punta, ambas vigentes en el estado de Tabasco (Octubre, 2018) [12].

$$P_e = \frac{P}{1000} \text{ (kW)} \quad (13)$$

$$T_d = 0.956 \left(\frac{\text{MXN}}{\text{kWh}} \right) \quad (14)$$

$$T_i = 1.9394 \left(\frac{\text{MXN}}{\text{kWh}} \right) \quad (15)$$

Para calcular el costo del consumo energético por bimestre (60 días) y un uso promedio de 8 horas diarias (480 horas bimestrales) del ventilador, se utiliza la Ec. 16 para tarifa doméstica y la Ec. 17 para tarifa industrial.

$$\text{Costo bimestral} = (P_e) \cdot (T_d) \cdot (480) \text{ (MXN)} \quad (16)$$

$$\text{Costo bimestral} = (P_e) \cdot (T_i) \cdot (480) \text{ (MXN)} \quad (17)$$

Consumo eléctrico (kWh)		Costo bimestral (MXN)	
RC	RE	T_d	T_i

		RC	RE	RC	RE
0	0	0	0	0	0
29.86	27.37	13.70	12.55	27.79	25.47
36.24	36.20	16.61	16.61	33.73	33.69
45.09	43.91	20.69	20.14	41.97	40.87
54.39	52.80	24.95	24.22	50.63	49.15
69.74	66.42	32.00	30.47	64.92	61.83

Tabla 3. Comparación de consumo energético y costos bimestrales.

Por último, en la Tabla 4, se realiza la comparación del porcentaje de ahorro de consumo energético del regulador electrónico (RE), respecto al consumo del regulador convencional (RC). Tomando los datos de consumo de la Tabla

3, el porcentaje de ahorro energético $\%AE$ se calcula mediante la Ec. 18.

$$\%AE = \frac{\text{Consumo RC} - \text{Consumo RE}}{\text{Consumo RE}} \times 100 \quad (18)$$

Consumo eléctrico (kWh)		Porcentaje de ahorro energético
RC	RE	
29.86	27.37	8.33 %
36.24	36.20	0.11 %
45.09	43.91	2.61 %
54.39	52.8	2.92 %
69.74	66.42	4.76 %

Tabla 4. Porcentajes de ahorro energético.

IV. CONCLUSIONES

Se logró gobernar la velocidad de un ventilador de techo con el controlador electrónico de forma eficiente y con ello se evita el uso del autotransformador que demanda mayor uso de energía.

El desarrollo del prototipo conllevó a la caracterización del ventilador usado, por lo que se planea realizar una caracterización especial si se opta por adaptar el dispositivo controlador a diferentes tipos de ventiladores. Esta caracterización se haría mediante un estudio a ventiladores de diferentes fabricantes, buscando una tendencia de comportamiento y así, diseñar una tabla de disparos como en la Tabla 1 y datos para deducir el consumo energético como los mostrados en las Tablas 2, 3, y 4. Obteniendo la media aritmética de los datos de porcentaje de ahorro energético de la Tabla 4, se obtiene un promedio de ahorro del 3.746%.

Las modificaciones al diseño original del electrodoméstico (ventilador) fueron las mínimas. El diseño del gabinete

logró adaptarse de manera adecuada a la tija del ventilador, cubierto por el embellecedor.

El trabajo a futuro pretende adaptar la etapa de potencia a diversos tipos de cargas presentes en electrodomésticos comunes e incluso a aparatos eléctricos industriales. Por lo cual requiere caracterizar cada uno de ellos para obtener un rendimiento óptimo. También se pretende desarrollar la aplicación para el sistema operativo iOS® y diseñar una interfaz utilizando el software de procesamiento LabVIEW® con el fin de obtener una aplicación para ordenadores. También, se pretende optimizar el circuito electrónico para reducir el tamaño y mejorar, tanto la eficiencia de trabajo como el diseño estético.

El máximo voltaje que se pudo obtener fue de 123V (según la Tabla 1) debido al retardo t_r , donde el tiempo de detección de cruce por cero representa más del 60% del retardo. Este tiempo no se puede optimizar más pues es el máximo tiempo de respuesta que se pudo obtener con el arreglo de los circuitos electrónicos implementados. Al mejorar dicho diseño, con nuevos y componentes más adecuados, se podría optimizar este tiempo de retardo.

V. REFERENCIAS

- [1]García-Breijo, E., *Compilador C CCS y simulador PROTEUS para Microcontroladores PIC*, Primera Edición, Ed. Alfaomega, pp. 88, 2008.
- [2]Tranter, W.H., Woerner, B.D., Reed, J.H. Rappaport, T.S. y Robert, M., *WIRELESS PERSONAL COMMUNICATIONS BLUETOOTH AND OTHER TECHNOLOGIES*, Primera Edición, Ed. Kluwer, pp.157, 2002.
- [3]Martín-Castillo, J.C., *Instalaciones domóticas*, Primera Edición, Ed. Editex, pp.8-9, 2010.
- [4]Jackson, W., *Learn Android App Development*, Primera Edición, Ed. Apress, pp. 31, 2013.
- [5]Mohan, N., Undeland, T.M. y Robbins, W.P., *ELECTRÓNICA DE POTENCIA: Convertidores, aplicaciones y diseño*, Tercera Edición, Ed. McGraw-Hill, pp. 314, 2009.
- [6]Baig, I., Muzamil, C. y Dalvi, S., *HOME AUTOMATION USING ARDUINO WIFI MODULE ESP8266*, Primera Edición, Ed. Anjuman-I-Islam's, pp. 31-32, 2015.
- [7]Escoda, S., *MANUAL PRÁCTICO DE VENTILACIÓN*, Segunda Edición, Ed. Salvador Escoda, pp. 9, 2010.
- [8]Ramshaw, R., *Power Electronics: Thyristor Controlled Power for Electric Motors*, Primera Edición, Ed. Springer, pp. 6, 1973.
- [9]Boylestad, R.L. y Nashelsky, L., *Electrónica: Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos*, Décima Edición, Ed. Pearson, pp. 788-793, 2009.
- [10]Shopan, D., Ayon, R. y Sandip, D., *Home automation using Internet of Thing*, IEEE 7th Annual Ubiquitous Computing, Electronics & Mobile Communication Conference, pp. 1, 2016.
- [11]Serpanos, D. y Wolf, M., *Internet-of-Things (IoT) Systems*, Primera Edición, Ed. Springer, pp. 4, 2018.
- [12]Comisión Federal de Electricidad, *Tarifas*, tomada de <https://www.cfe.mx/tarifas/Pages/Tarifas.aspx>, 2018.

Diseño de observadores para la estimación de fallas en actuadores para sistemas LPV.

I.-I. Zetina-Rios* G.-L. Osorio-Gordillo*
G. Madrigal-Espinosa*

*CENIDET, Tecnológico Nacional de México, Interior Internado Palmira
S/N, Col. Palmira, 62490 Cuernavaca, Mor, México.

Resumen. Este artículo presenta un nuevo enfoque para la estimación simultánea de estados y fallas abruptas en actuador, para sistemas lineales con parámetros variantes (LPV, por sus siglas en inglés) en el tiempo. El enfoque propuesto está basado en el uso de un observador de dinámica generalizada (GDO, por sus siglas en inglés). La principal ventaja de este observador es que puede ser configurado como un observador proporcional (PO, por sus siglas en inglés) o un observador proporcional integral (PIO, por sus siglas en inglés) dependiendo de las especificaciones de diseño. El desempeño del método propuesto se evalúa en un sistema de robot de articulación flexible de un eslabón.

Keywords: Sistemas LPV, Fallas abruptas, Observador de dinámica generalizada.

1. INTRODUCCION

La creciente complejidad de los sistemas modernos y la alta demanda de desempeño, incrementa inevitablemente la posibilidad de fallas o averías en los mismos. Estas fallas pueden resultar en degradación del funcionamiento, e incluso situaciones desastrosas.

El diagnóstico de fallas consiste en tres tareas esenciales: Detección, aislamiento y estimación de la falla. Durante varios años la detección y aislamiento de fallas basado en modelos (FDI, por sus siglas en inglés) se ha convertido en un tema atractivo de muchas investigaciones en el campo del diagnóstico de fallas, como son los observadores adaptables [Wang and Daley (1996)], [Jiang et al. (2006)], observadores por modos deslizantes [Yan and Edwards (2007)], [Alwi et al. (2012)], observadores proporcional integral [Koenig (2005)], [Aguilera-Gonzalez et al. (2012)] por mencionar solo algunos.

Debido a la existencia de no linealidades en los procesos, y su complejidad de operación, es difícil obtener un modelo matemático que represente su comportamiento dinámico. Existe una alternativa conocida como representación lineal de parámetros variantes (LPV, por sus siglas en inglés) en el tiempo, permiten representar o aproximar sistemas no lineales complejos mediante la interpolación de modelos lineales locales. Una clase

particular de los sistemas LPV es la cuasi-LPV, en esta representación las funciones de ponderación, que permiten la interpolación entre modelos, están en función de variables de estado medibles. Recientemente, algunos investigadores han progresado en el estudio de la estimación de fallas basado en observadores LPV como en Shao et al. (2016) donde se emplea un observador LPV para la detección de fallas utilizando un modelo de una turbina, en Hanif et al. (2016) se emplea un observador LPV robusto para estimar el par de un vehículo híbrido, en Osorio-Gordillo et al. (2015) se presenta un método para sintetizar un observador LPV aplicado a sistemas singulares. La principal contribución de este trabajo es el diseño de un observador de dinámica generalizada (GDO, por sus siglas en inglés) [Osorio-Gordillo et al. (2018)] para la estimación de fallas en actuadores de sistemas no lineales con representación cuasi-LPV, el cual puede ser configurado como un observador proporcional (PO) o un observador proporcional integral (PIO). Para validar el desempeño del enfoque propuesto se utiliza el modelo de un robot de articulación flexible de un eslabón en una plataforma de simulación con base en Matlab.

2. PRELIMINARES

Considere el siguiente sistema cuasi-LPV en representación politópica.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \sum_{i=1}^M \mu_i(x(t)) (A_i x(t) + B u(t) + G f(t)) \\ y(t) &= C_1 x(t) \end{aligned} \quad (1)$$

donde $x(t) \in \mathbb{R}^n$ es el vector de estados y el vector de estados variante, $u(t) \in \mathbb{R}^m$ el vector de entrada, $f(t) \in \mathbb{R}^m$ el vector de falla en actuador, $y(t) \in \mathbb{R}^p$ representa el vector de salida.

Suposición 1: El sistema (1) es observable si $\text{rango}(C_1) = n$.

$$\text{rango}(C_1 A_i) = n, \quad \forall i \in [1, \dots, M].$$

Suposición 2: Se asume que $\text{rango}(C_1 G) = \text{rango}(G) = m$.

Suposición 3: Se asume que la falla tiene un comportamiento abrupto, por lo tanto $\dot{f}(t) = 0$.

3. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Para estimar la falla que se presenta en el sistema (1), se considera el siguiente observador de dinámica generalizada

$$\begin{aligned} \dot{\zeta}(t) &= \sum_{i=1}^M \mu_i(x(t)) [(N_i \zeta(t) + T G \hat{f}(t)) + H_i v(t) + F_i y(t)] + J u(t) + T G \hat{f}(t) \end{aligned} \quad (2)$$

$$v(t) = \sum_{i=1}^M \mu_i(x(t)) [S_i (\zeta(t) + T G \hat{f}(t)) + L_i v(t) + M_i y(t)] \quad (3)$$

$$\hat{x}(t) = P(\zeta(t) + T G \hat{f}(t)) + Q y(t) \quad (4)$$

$$\hat{f}(t) = \Phi(C_1 \hat{x}(t) - y(t)) \quad (5)$$

donde $\zeta(t) \in \mathbb{R}^{q_0}$ representa el vector de estados del observador, $v(t) \in \mathbb{R}^{q_1}$ es un vector auxiliar, $\hat{f}(t) \in \mathbb{R}^m$ es la estimación de la falla $f(t)$ y $\hat{x}(t) \in \mathbb{R}^n$ es el estimado de $x(t)$. Las matrices $N_i, H_i, F_i, S_i, L_i, M_i, T, J, P, Q, \Phi$ son matrices desconocidas de dimensiones apropiadas las cuales deben

determinarse tal que $\hat{x}(t)$ y $\hat{f}(t)$ converjan asintóticamente a $x(t)$ y $f(t)$.

El siguiente lema declara las condiciones de existencia para el observador (2)-(5).

Lema 1

1) Existe una matriz $T \in \mathbb{R}^{q_0 \times n}$ tal que:

- $NT + FC_1 - TA = 0$.
- $J = TB$.
- $MC_1 + ST = 0$.
- $PT + QC_1 = I_n$.

2) La matriz $\begin{bmatrix} N_i & H_i \\ S_i & L_i \end{bmatrix}$ es Hurwitz $\forall i \in [1, \dots, M]$.

Demostración: Considere el error de estimación

$\epsilon(t) = \zeta(t) - T x(t) + T G \hat{f}(t)$ donde T es una matriz de parámetros, entonces su derivada está dada por:

$$\begin{aligned} \dot{\epsilon}(t) &= \sum_{i=1}^M \mu_i(x(t)) [(N_i T + F_i C_1 - T A_i) x(t) + (J - T B_i) u(t) + H_i v(t) + (N_i T G + T G) \tilde{f}(t)] \end{aligned} \quad (6)$$

donde $\dot{f}(t) = 0$ y $\tilde{f}(t) = \hat{f}(t) - f(t)$. Considerando la definición de $\epsilon(t)$, las ecuaciones (3) y (4) pueden ser escritas como:

$$\begin{aligned} \dot{v}(t) &= \sum_{i=1}^M \mu_i(x(t)) [(S_i T + M_i C_1) x(t) + S_i T G \tilde{f}(t) + S_i \epsilon(t) + L_i v(t)] \end{aligned} \quad (7)$$

$$\hat{x}(t) = \sum_{i=1}^M \mu_i(x(t)) [P \epsilon(t) + (PT + QC_1) x(t) + PT G \tilde{f}(t)] \quad (8)$$

Dado que $\dot{f}(t) = 0$, la derivada de $\hat{f}(t)$ está dada por:

$$\dot{\hat{f}}(t) = \sum_{i=1}^M \mu_i(x(t)) [\Phi C_1 (P \epsilon(t) + PT G \tilde{f}(t))] \quad (9)$$

Si las condiciones (a)-(d) del Lema 1 se cumplen, la dinámica del error del observador se obtiene de (6) y (7) como

$$\begin{bmatrix} \dot{\epsilon}(t) \\ \dot{v}(t) \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^M \mu_i(x(t)) \left(\begin{bmatrix} N_i & H_i \\ S_i & L_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_i T G + T G \\ S_i T G \end{bmatrix} \tilde{f}(t) \right) \quad (10)$$

A partir de la ecuación (8) el error de estimación de los estados es

$$\hat{x}(t) - x(t) = P\epsilon(t) + PTG\tilde{f}(t)$$

en este caso, si $f(t) = 0$ y $\begin{bmatrix} N_i & H_i \\ S_i & L_i \end{bmatrix}$ es Hurwitz $\forall i \in [1, \dots, M]$ entonces el $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$.

El problema del diseño del observador se reduce a encontrar las matrices $N_i, F_i, J_i, H_i, M_i, S_i, P, Q, T$ y Φ tal que la dinámica del error sea estable.

4. DISEÑO DEL OBSERVADOR

4.1 Caracterización de las matrices del observador

En esta sección se presenta la solución general a las condiciones (a) - (d) del Lema 1. Estas soluciones se resumen en el siguiente lema:

Lema 2

Siendo $R \in \mathbb{R}^{q_0 \times n}$ una matriz de rango fila completo

tal que la matriz $\Sigma = \begin{bmatrix} R \\ C_1 \end{bmatrix}$ es una matriz de rango columna

completo y $\Omega = \begin{bmatrix} I_n \\ C_1 \end{bmatrix}$, la solución general de las condiciones (a)-(d) del Lema 1 están dadas por:

$$T = T_1 - Z_1 T_2 \quad (11)$$

$$N_i = N_{1i} - Z_1 N_{2i} - Y_{1i} N_3 \quad (12)$$

$$F_i = F_{1i} - Z_1 F_{2i} - Y_{1i} F_3 \quad (13)$$

$$S_i = -Y_{2i} N_3 \quad (14)$$

$$M_i = -Y_{2i} F_3 \quad (15)$$

$$P = P_1 - Y_3 N_3 \quad (16)$$

$$Q = Q_1 - Y_3 F_3 \quad (17)$$

donde Z_1, Y_{1i}, Y_{2i} y Y_3 son matrices arbitrarias de dimensiones apropiadas. Las matrices siguientes:

$$T_1 = R\Omega^+ \begin{bmatrix} I_n \\ 0 \end{bmatrix}, T_2 = (I_n + I_{ny} - \Omega\Omega^+) \begin{bmatrix} I_n \\ 0 \end{bmatrix}, N_{1i} = T_1 A_i \Sigma^+ \begin{bmatrix} I_{q0} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$N_{2i} = T_2 A_i \Sigma^+ \begin{bmatrix} I_{q0} \\ 0 \end{bmatrix}, N_3 = (I_{q0+ny} - \Sigma\Sigma^+) \begin{bmatrix} I_{q0} \\ 0 \end{bmatrix}, F_{1i} =$$

$$T_1 A_i \Sigma^+ \begin{bmatrix} K \\ I_{ny} \end{bmatrix}, F_{2i} = T_2 A_i \Sigma^+ \begin{bmatrix} K \\ I_{ny} \end{bmatrix}, F_3 = (I_{q0+ny} - \Sigma\Sigma^+) \begin{bmatrix} K \\ I_{ny} \end{bmatrix},$$

$$P_1 = \Sigma^+ \begin{bmatrix} I_{q0} \\ 0 \end{bmatrix} \text{ y } Q_1 = \Sigma^+ \begin{bmatrix} K \\ I_{ny} \end{bmatrix} \text{ son constantes y conocidas.}$$

Demostración: Las condiciones (c) y (d) del Lema 1 pueden ser escritas como:

$$\begin{bmatrix} S_i & M_i \\ P & Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T \\ C_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ I_n \end{bmatrix} \quad (18)$$

Desde que el rango $\begin{bmatrix} T \\ C_1 \end{bmatrix} = n$ existen dos matrices

$T \in \mathbb{R}^{q_0 \times n}$ y $K \in \mathbb{R}^{q_0 \times ny}$ tal que

$$T + KC_1 = R \quad (19)$$

La solución general de la ecuación (19) está dada por:

$$[TK] = R\Omega^+ - Z_1(I_{n+ny} - \Omega\Omega^+)$$

la cual es equivalente a

$$T = T_1 - Z_1 T_2 \quad (20)$$

$$K = K_1 - Z_1 K_2 \quad (21)$$

donde $K_1 = R\Omega \begin{bmatrix} 0 \\ I_{ny} \end{bmatrix}$, $K_2 = (I_{n+ny} - \Omega\Omega^+) \begin{bmatrix} 0 \\ I_{ny} \end{bmatrix}$ y Z_1 es una matriz arbitraria de dimensiones apropiadas. Insertando la equivalencia de T de la ecuación (19) en la condición (a) del Lema 1 obtenemos

$$N_i(R - KC_1) + F_i C_1 - T A_i = 0 \quad (22)$$

$$N_i R + \tilde{K}_i C_1 = T A_i \quad (23)$$

donde $\tilde{K}_i = F_i - N_i K$. La solución general de la ecuación (23) está dada por:

$$[N_i \tilde{K}_i] = T A_i \Sigma^+ - Y_{1i}(I_{q0+ny} - \Sigma\Sigma^+) \quad (24)$$

Reemplazando T de la ecuación (20) en la ecuación (24) se tiene:

$$N_i = N_{1i} - Z_1 N_{2i} - Y_{1i} N_3 \quad (25)$$

donde $\tilde{K}_{1i} = T_1 A_i \Sigma^+ \begin{bmatrix} 0 \\ I_{ny} \end{bmatrix}$, $K_{2i} = T_2 A_i \Sigma^+ \begin{bmatrix} 0 \\ I_{ny} \end{bmatrix}$, $\tilde{K}_3 = [I_{q0+ny} - \Sigma\Sigma^+] \begin{bmatrix} 0 \\ I_{ny} \end{bmatrix}$ y Y_{1i} es una matriz arbitraria de dimensiones apropiadas.

Dado que se conocen las matrices N_i, T, K y $\tilde{K}_i$ podemos deducir la forma de la matriz F_i como:

$$F_i = \tilde{K}_i + N_i K$$

$$F_i = F_{1i} - Z_1 F_{2i} - Y_{1i} F_3 \quad (27)$$

Por otro lado de la ecuación (19) obtenemos:

$$\begin{bmatrix} T \\ C_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{q0} & -K \\ 0 & I_{ny} \end{bmatrix} \Sigma \quad (28)$$

Insertando la ecuación (28) en (18) obtenemos

$$\begin{bmatrix} S_i & M_i \\ P & Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{q0} & -K \\ 0 & I_{ny} \end{bmatrix} \Sigma = \begin{bmatrix} 0 \\ I_n \end{bmatrix} \quad (29)$$

esta ecuación puede ser escrita como:

$$\begin{bmatrix} S_i & M_i \\ P & Q \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} 0 \\ I_n \end{bmatrix} \Sigma^+ - \begin{bmatrix} Y_{2i} \\ Y_3 \end{bmatrix} (I_{q0+ny} - \Sigma \Sigma^+) \right) \times \begin{bmatrix} I_{q0} & K \\ 0 & I_{ny} \end{bmatrix} \quad (30)$$

Donde Y_{2i} y Y_3 son matrices arbitrarias de dimensiones apropiadas, entonces las matrices S_i , M_i , P y Q pueden ser determinadas como:

$$S_i = -Y_{2i}N_3 \quad (31)$$

$$M_i = -Y_{2i}F_3 \quad (32)$$

$$P = P_1 - Y_3N_3 \quad (33)$$

$$Q = Q_1 - Y_3F_3 \quad (34)$$

donde $P_1 = \Sigma^+ \begin{bmatrix} I_{q0} \\ 0 \end{bmatrix}$ y $Q_1 = \begin{bmatrix} K \\ I_{ny} \end{bmatrix}$.

Considerando reemplazar la caracterización de las matrices del Lema 2 en la dinámica del error (10), aparece

$$K_i = K_{1i} - Z_1K_{2i} - Y_{1i}K_3 \quad (26)$$

$$2i = (I_{n+ny} - \bar{T}_2\bar{T}_2^+)N_{2i}, \mathcal{F}_{2i} = (I_{n+ny} - \bar{T}_2\bar{T}_2^+)F_{2i} \quad \text{y las matrices } T_1, T_2, K_1, K_2, N_{1i}, N_{2i}, N_3, F_{1i}, F_{2i}, F_3 \text{ son } \partial_i = B_iR^{-1}B_i^T - D_{i-1} > 0 \quad (48) \text{ definidas en el Lema 2.}$$

Considerando la caracterización de las ecuaciones (31), (35), (37) y la dinámica del error (10) puede ser escrita (49) como: donde.

$$\dot{\phi}(t) = (A_{1i} - YA_{2i})\phi(t) + (F_{1i} - YF_{2i})F^*(t) \quad (39)$$

$$A_{1i} = \begin{bmatrix} N_{1i} - ZN_{2i} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, A_{2i} = \begin{bmatrix} N_3 & 0 \\ 0 & -I_{q1} \end{bmatrix}$$

$$F_{1i} = \begin{bmatrix} N_{1i}T_1G + T_1G - ZN_{2i}T_1G \\ 0 \end{bmatrix}, F_{2i} = \begin{bmatrix} N_3T_1G \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$Y_{1i} = \begin{bmatrix} Y_{1i} & H_i \\ Y_{2i} & L_i \end{bmatrix} \text{ y } \varphi(t) = \begin{bmatrix} \epsilon(t) \\ v(t) \end{bmatrix}$$

donde,

5. CASO DE ESTUDIO

Escribiendo juntas la dinámica del error del observador Se emplea un actuador manipulador de un eslabón, me(39) y la ecuación (9) considerando la parametrización diante un motor de CD como en (Jia et al. (2014)) para de P de la ecuación (33) con $Y_3 = 0$ por simplicidad, probar el desempeño del enfoque propuesto. La dinámica obtenemos: obtenemos: del sistema considerado, se describe como sigue:

$$\dot{\beta}(t) = A_i\beta(t). \quad (40)$$

$$\text{donde } A_i = \begin{bmatrix} A_{1i} - Y_iA_{2i} & F_{1i} - Y_iF_{2i} \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \text{ y } \beta(t) = \begin{bmatrix} \varphi(t) \\ \tilde{f}(t) \end{bmatrix}$$

con $C_1 = [\Phi C_1 P_1 0]$ y $D_1 = \Phi C_1 P_1 T_1 G$.

El diseño del observador se obtiene de la determinación de las matrices Y_i , Φ y Z tal que el sistema (40) sea estable.

una bilinealidad en el producto de matrices N_iTG . Para evitar esta bilinealidad se lleva a cabo una adaptación en la parametrización.

Siendo $\bar{T}_2 = T_2G$ y $Z_1 = Z(I_{n+ny} - \bar{T}_2\bar{T}_2^+)$ donde Z es una matriz arbitraria de dimensiones apropiadas tal que el producto de matrices N_iTG se convierte en:

$N_iTG = N_{1i}T_1G - ZN_{2i}T_1G - Y_{1i}N_3T_1G$ donde $\bar{T}_2\bar{T}_2^+\bar{T}_2 = \bar{T}_2$, las matrices N_{1i} , N_3 , T_1 están definidas en el Lema 2, y la matriz N_{2i} se define en (37). De la misma forma se obtienen de las siguientes matrices T , K_i , N_i y F_i

$$T = T_1 - ZT_2 \quad (35)$$

$$K = K_1 - ZK_2 \quad (36)$$

$$N_i = N_{1i} - ZN_{2i} - Y_{1i}N_3 \quad (37)$$

$$F_i = F_{1i} - ZF_{2i} - Y_{1i}F_3 \quad (38)$$

donde $\mathcal{T}_2 = (I_{n+ny} - \bar{T}_2\bar{T}_2^+)T_2$, $\mathcal{K}_2 = (I_{n+ny} - \bar{T}_2\bar{T}_2^+)K_2$

$$S_i = R^{-1} - R^{-1}B_i^T[\partial_i - \partial_i C_r^T(C_r\partial_i C_r^T)^{-1}C_r\partial_i]B_iR^{-1}$$

$$B = \begin{bmatrix} -I_{q0+q1} \\ 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} N_3 & 0 \\ 0 & -I_{q1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_3T_1G \\ 0 \end{bmatrix}$$

Las matrices Π_{1i} y Π_{2i} están definidas en (43), (44), y las matrices L , R y Z son matrices arbitrarias de dimensiones

apropiadas que satisfacen a $R > 0$ y $\|L\| < 1$. Las matrices C_l , C_r , B_l y B_r son matrices de rango completo

, tal que $C = C_lC_r$ y $B = B_lB_r$.

4.2 *Análisis de estabilidad del observador* la velocidad del motor, la posición del eslabón y la velocidad del eslabón respectivamente $x(0) = [0,5 \ 0 \ 0,5 \ 0]$ y En el siguiente teorema se presentan las condiciones de $x'_0 = [0,7 \ 0 \ 0,7 \ 0]$. $U(t) = 1V$ es el par de entrada del estabilidad para el sistema (40), tal que la estimación de actuador, $g = 9,81m/s^2$ es la gravedad, $M = 0,31Kg$ es los estados y fallas puedan realizarse. la masa del eslabón, $l = 0,15m$ es el centro de masa del eslabón, $k = 0,18Nm/rad$ es coeficiente de elasticidad,

donde $x_1(t)$, $x_2(t)$, $x_3(t)$ y $x_4(t)$ son la posición del motor,

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= -\frac{b_V x_2(t)}{J} - \frac{k(x_1(t) - x_3(t))}{J} + \frac{k_T U(t)}{J} \\ \dot{x}_3(t) &= x_4(t) \\ \dot{x}_4(t) &= -\frac{Mgl \sin(x_3(t))}{I} - \frac{k(x_3(t) - x_1(t))}{I} \end{aligned} \quad (50)$$

Teorema 1

El sistema (40) es asintóticamente estable si existe una ganancia $K_r = 0,08 Nm/V$ es una ganancia de amplificación, $J = 0,0037 Kgm^2$ inercia del motor, $I = 0,0093 Kgm^2$ matriz con, y una inercia del eslabón. matriz $X_2 > 0$ tal que la siguientes LMI's sean satisfechas.

$$C^T D_i C^T < 0 \quad (41) \text{ si } 35s \leq t \leq 20s$$

donde

El modelo cuasi-LPV para considerar el manipulador de $D_i = (*)$ $X_{11}(N_{1i}T_{1i}G - W_{1i}N_{2i}T_{1i}G)$

$$(42)$$

$$(43)$$

$$(44)$$

$$(45)$$

En este caso la matriz $W_1 = X_{11}Z$. La matriz Y_i se parametriza

$$(47)$$

$$(46)$$

donde

donde $\bar{\rho}$ y $\underline{\rho}$ son el límite superior e inferior de ρ , respectivamente. Siendo ρ la no linealidad presente en el sistema, expresada como:

$$\rho = \frac{k}{I} - \frac{Mgl \sin(x_3(t))}{I x_3(t)}$$

Las funciones de ponderación se encuentran definidas como:

$$\mu_1(x(t)) = \frac{\bar{\rho} - \rho(t)}{\bar{\rho} - \underline{\rho}}, \quad \mu_2(x(t)) = \frac{\rho(t) - \underline{\rho}}{\bar{\rho} - \underline{\rho}}$$

Los resultados de la simulación para la estimación de los estados se muestran en la Figura 1, donde el observador propuesto puede seguir los estados del sistema original. En la Figura 2(a), se muestra la estimación de la falla por el observador propuesto, el cual detecta y estima en el momento que se presenta la falla abrupta. En la Figura 2(b) se muestra el comportamiento del error de estimación de la falla, donde se muestra que el error de estimación tiende a cero posterior a la ocurrencia de la falla.

$b_v = 0,0083 Nms/rad$ es el coeficiente de fricción viscosa,

sa, $K_r = 0,08 Nm/V$ es una ganancia

$J = 0,0037 Kgm^2$ inercia del motor, $I = 0,0093 Kgm^2$ matriz

$$f(t) = \begin{cases} 1V \\ 0 \end{cases}$$

en otro caso.

un eslabón se establece como sigue

M

$$x'(t) = X_{\mu_i}(x(t))(A_{\mu_i}(t)) + Bu(t) + Gf(t)$$

Π_{2i}

$$y(t) = C_1 x(t)$$

$$(51)$$

como sigue:

$$B = G = \begin{bmatrix} 0 \\ J \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ y } C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

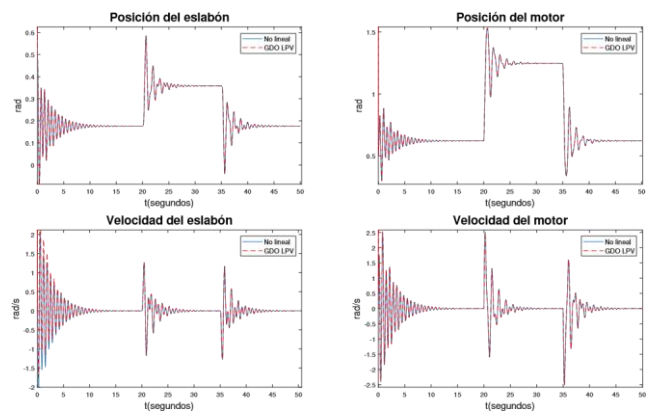


Figura 1. Comparación entre el error de las variables del sistema no lineal y sus estimaciones.

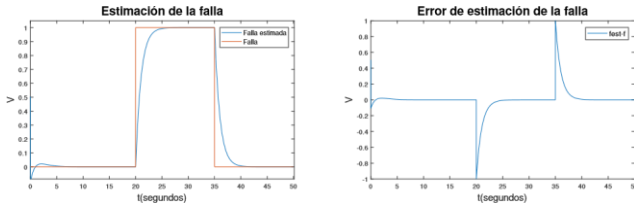


Figura 2. Estimación de la falla abrupta (a), error de estimación de la falla (b).

6. CONCLUSIONES

Convertidores de Potencia Asociados al Accionamiento de un Motor de Inducción Trifásico en un Vehículo Eléctrico de Movilidad Personal

José González Fernández; Gabriel Calzada Lara

Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Cuernavaca, Morelos, México.

(e-mail: jose.gofe17ea@cenidet.edu.mx, gabriel.calzada@cenidet.edu.mx)

Resumen: En este trabajo se define el análisis, diseño y construcción de los convertidores de potencia asociados al accionamiento de un motor de inducción trifásico tipo jaula de ardilla. El objetivo final es montar el motor mencionado junto al esquema de control en un vehículo eléctrico de movilidad personal; por lo que será necesario alimentarse de un conjunto de baterías. Para resolver el problema desde el punto de vista de electrónica de potencia se propone conectar un convertidor elevador de alta ganancia a la fuente de alimentación de corriente directa (baterías), y así poder elevar la tensión de salida con la que se alimenta a un inversor trifásico del tipo puente completo. A dicho inversor se le aplicará el control necesario para que el motor de inducción trifásico siga la referencia de velocidad.

Palabras Clave: Vehículo eléctrico de movilidad personal, motores de inducción, inversor trifásico puente completo, convertidor elevador con inductor acoplado, convertidor elevador cuadrático.

Se desarrolló un observador de dinámica generalizada (GDO) para sistemas cuasi-LPV, el cual estima los estados del sistema y fallas abruptas que ocurran en actuador. Las matrices del observador se obtienen haciendo uso de la solución de LMI's. La metodología propuesta puede aplicarse a los sistemas LPV y cuasi-LPV siempre y cuando los elementos de las funciones de ponderación sean medibles. Los resultados de simulación muestran la convergencia de los estados y fallas estimadas a las variables reales.

REFERENCIAS

- Aguilera-Gonzalez, A., Theilliol, D., Adam-Medina, M., AstorgaZaragoza, C., and Rodrigues, M. (2012). Sensor fault and unknown input estimation based on proportional integral observer applied to LPV descriptor systems. *IFAC Proceedings Volumes*, 45(20), 1059–1064.
- Alwi, H., Edwards, C., and Marcos, A. (2012). Fault reconstruction using a LPV sliding mode observer for a class of LPV systems. *Journal of the Franklin Institute*, 349(2), 510–530.
- Gonzalez, A., Hoffmann, C., Radisch, C., and Werner, H. (2013). LPV observer design and damping control of container crane load swing. In *IEEE European Control Conference*, 1848–1853.

- Hanif, A., Bhatti, A.I., and Ahmed, Q. (2016). Estimation of thermally derated torque of an hev drive using robust LPV observer. In *2016 American Control Conference (ACC)*, 1530–1535. IEEE.
- Hwang, I., Kim, S., Kim, Y., and Seah, C.E. (2010). A survey of fault detection, isolation, and reconfiguration methods. *IEEE transactions on control systems technology*, 18(3), 636–653.
- Isermann, R. (2005). Model-based fault-detection and diagnosis– status and applications. *Annual Reviews in control*, 29(1), 71–85.
- Jia, Q., Chen, W., Jin, Y., Zhang, Y., and Li, H. (2014). A new strategy for fault estimation in Takagi-Sugeno fuzzy systems via a fuzzy learning observer. In *Intelligent Control and Automation (WCICA), 2014 11th World Congress on*, 3228–3233. IEEE.
- Jiang, B., Staroswiecki, M., and Cocquempot, V. (2006). Fault accommodation for nonlinear dynamic systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 51(9), 1578–1583.

- Koenig, D. (2005). Unknown input proportional multiple-integral observer design for linear descriptor systems: application to state and fault estimation. *IEEE Transactions on Automatic control*, 50(2), 212–217.
- Osorio-Gordillo, G.L. (2011). Observadores para sistemas singulares LPV. CENIDET.
- Osorio-Gordillo, G.L., Darouach, M., Boutat-Baddas, L., and Astorga-Zaragoza, C.M. (2015). Generalized dynamic observers for LPV singular systems. *IFAC-PapersOnLine*, 48(26), 152–157.
- Osorio-Gordillo, G., Astorga-Zaragoza, C., Pérez Estrada, A., Vargas-Méndez, R., Darouach, M., and Boutat-Baddas, L. (2018). Fault estimation for descriptor linear systems based on the generalised dynamic observer. *International Journal of Systems Science*, 49(11), 2398–2409.
- Shao, H., Gao, Z., and Busawon, K. (2016). LPV modelling and LPV observer-based fault detection for wind turbine systems. In *Industrial Informatics (INDIN), 2016 IEEE 14th International Conference on*, 467–470. IEEE.
- Wang, H. and Daley, S. (1996). Actuator fault diagnosis: an adaptive observer-based technique. *IEEE transactions on Automatic Control*, 41(7), 1073–1078.
- Yan, X.G. and Edwards, C. (2007). Nonlinear robust fault reconstruction and estimation using a sliding mode observer. *Automatica*, 43(9), 1605–1614.

□

1. INTRODUCCIÓN

La calidad ambiental en las grandes zonas urbanas es un problema latente a nivel mundial. El incremento del tráfico vehicular en dichas zonas ha producido grandes niveles de emisiones de gases de efecto invernadero debido a vehículos convencionales alimentados con gasolina o diésel. El utilizar vehículos eléctricos parece ser una solución viable para empezar a resolver el problema de la contaminación ambiental. Dichos vehículos son impulsados por uno o más motores eléctricos que emplean la energía electroquímica almacenada en baterías recargables y la transforma en energía cinética. Todo parece indicar que los vehículos eléctricos tienen un menor impacto ambiental aun considerando las emisiones derivadas de los procesos de fabricación de los mismos vehículos y de los energéticos que los mismos utilizan (Gómez, 2013).

1.1 Vehículos Eléctricos de Movilidad Personal (VEMP).

Considerando a los vehículos eléctricos como una solución para contrarrestar los efectos nocivos de las emisiones de los vehículos convencionales y tratando también de disminuir los niveles de tráfico en las zonas urbanas, recientemente han tomado importancia en varios países los vehículos eléctricos de movilidad personal, los cuales son más pequeños, siendo un complemento a los vehículos convencionales y de manera directa una alternativa a la solución de los problemas mencionados. Partiendo de los vehículos que actualmente marcan la pauta, como bicicletas, motocicletas, ciclomotores, scooters, patinetas, etc; se está trabajando en su electrificación sustituyendo en algunos casos sus motores de combustión por motores eléctricos, o añadir a su diseño un motor eléctrico (como en el caso de las bicicletas), que facilitan de manera cómoda y rápida la movilidad personal (Naik, 2015).

Sin embargo, estos vehículos tienen serias desventajas a causa de la limitación de su autonomía (regida por la capacidad de carga de sus baterías, el consumo de la misma y el tiempo de recarga que permite su fuente de alimentación) y la potencia que otorgan (Larminie, 2003). Los sistemas actuales de propulsión para los VEMP son en su mayoría sistemas basados en corriente directa (CD), los cuales muchas de las veces no regulan su consumo energético, propiciando así un rango de autonomía reducido. Con el avance tecnológico que ha tenido la electrónica de potencia en los últimos años, es posible construir alternativas de bajo costo que logren ampliar el rango de autonomía y potencia de los VEMP basados en un mejor consumo energético y apropiadas estrategias de control. Una de estas alternativas es el uso de motores eléctricos de corriente alterna (CA) que son inclusive más económicos y robustos que los de CD, y de los que se puede controlar mejor el consumo energético con ayuda de variadores de frecuencia y el control digital (Emadi, 2004).

1.2 Motores de inducción y accionadores de potencia.

Los motores de inducción han sido durante muchos años de gran interés en el mundo industrial por su simplicidad, robustez, bajo coste y escaso mantenimiento, en comparación con los motores CD. Existen aplicaciones donde es interesante y ventajoso optimizar el rendimiento del conjunto motor-accionador de potencia en régimen permanente: máquinas de papel, ventiladores, bombas, centrifugadoras, tracción eléctrica, etc. Sin embargo, existen otras muchas aplicaciones donde el régimen transitorio es de igual duración o incluso mayor que el permanente, por ejemplo: trenes de laminación, ascensores, grúas, vehículos eléctricos, máquinas herramienta, robots, industria textil, etc. De ahí la importancia de estudiar la posibilidad de optimizar el rendimiento tanto en régimen permanente como transitorio (Bonnett, 2008). En aplicaciones con velocidad variable, el motor trabaja durante largos periodos de tiempo en condiciones por debajo de la potencia nominal, como por ejemplo en los vehículos eléctricos, donde únicamente se emplea potencia nominal en arranques y subidas de pendiente. El empleo de convertidores de potencia controlados adecuadamente permite reducir las pérdidas totales del accionamiento (Boglietti, 2008).

Por lo anteriormente mencionado, en esta investigación se propone utilizar motores de inducción, con la finalidad de utilizar un sistema más eficiente aprovechando mejor la energía. Lo que se pretende en muchos de los casos es sustituir el actual sistema de propulsión que poseen los vehículos; el cual se compone de baterías, un potenciómetro y un motor de corriente directa con escobillas.

2. ANTECEDENTES

2.1 Sistema de propulsión.

El sistema de propulsión es el encargado de convertir la energía almacenada en las baterías en energía cinética, otorgando el movimiento a la aplicación autónoma, de tal manera que dicha energía es entregada en la dirección adecuada según se necesite (Fig. 1). Se puede tener un flujo de potencia reversible por medio del frenado regenerativo, debido a que el motor eléctrico puede funcionar también como generador. Según se elija la estrategia de control del motor eléctrico y los datos obtenidos por los sensores, se generan señales en la unidad de control para modificar el comportamiento del convertidor electrónico.

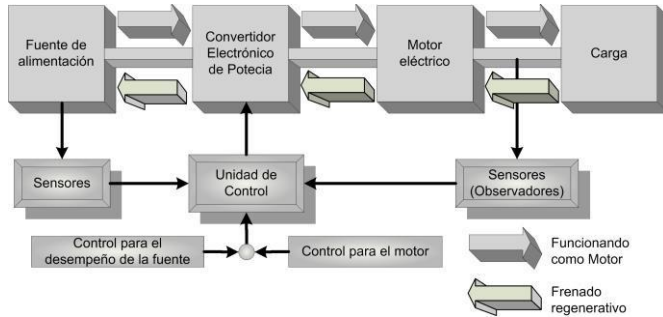


Fig. 1. Sistema de propulsión para tracción eléctrica.

El sistema de propulsión para la aplicación de tracción estudiada (un scooter eléctrico), posee una fuente de alimentación compuesta por dos baterías selladas del tipo plomo-ácido recargables de 12 V y 12 Ah conectadas en serie.

3. CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA

3.1 Inversor.

Para el convertidor CD-CA se elige una topología de puente completo que se ha popularizado y ha madurado con los años debido a su sencillez y robustez. Se trata de un inversor puente completo trifásico; aprovechando que en la actualidad este tipo de topologías se puede encontrar en módulos inteligentes de potencia (IPM por sus siglas en inglés). Estos módulos proporcionan soluciones compactas de alto rendimiento para muchas aplicaciones de accionamiento de motores de inducción. Con base en la selección del motor de inducción trifásico propuesto para la aplicación (200 W obtenidos de un análisis dinámico de fuerzas), el cuál consume una corriente nominal de 0.9 A, se decide seleccionar el módulo FNB40560 (Fig. 2) que puede entregar una corriente máxima de colector del IGBT de 5 A.

Dicho módulo proporciona en la salida una etapa inversora de alto rendimiento para motores de inducción, motores sin escobillas (BLDCM) y motores síncronos de imanes permanentes (PMSM). A los módulos mencionados se les suele llamar inteligentes debido a que poseen un control de compuerta optimizado para los IGBTs, los cuales están todos incorporados en el mismo circuito integrado con el objetivo de minimizar las pérdidas y la interferencia electromagnética (EMI). Además de que al mismo tiempo proporcionan múltiples funciones de protección para los componentes, incluidos bloqueos por bajo voltaje, apagado por sobre corriente, monitoreo térmico y un reporte de fallas. El circuito integrado de alta velocidad (HVIC) requiere únicamente de una tensión de alimentación y automáticamente traduce las señales de entrada que se encuentran en nivel lógico hacia las compuertas que requieren de un nivel más alto de tensión y corriente para disparar adecuadamente los robustos IGBT's del puente trifásico.

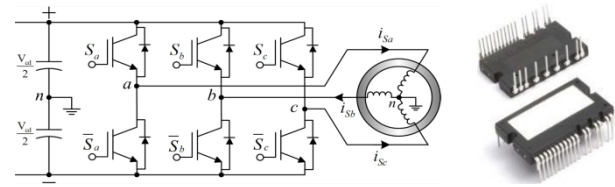


Fig. 2. Topología del inversor trifásico de puente completo y el módulo utilizado.

3.2 Convertidor elevador.

Debido a las condiciones de operación de la aplicación, las restricciones existentes, y basados en la elección de la topología del inversor y tipo de motor a utilizar, se necesitan al menos 300 V en el bus de CD que alimenta al módulo inversor para obtener una tensión de valor eficaz necesaria para alimentar al motor de inducción trifásico (220 Vrms). Por lo que es necesario diseñar una etapa de potencia dedicada exclusivamente a la elevación de la tensión del bus partiendo de la fuente de alimentación de la aplicación (en este caso 24 V y 12 Ah a partir de dos baterías conectadas en serie) y ajustándose a los 300 V de salida requeridos.

El principal problema que se encuentra en las topologías elevadoras básicas para convertidores CD-CD, tomando en cuenta las necesidades específicas de nuestra aplicación, es que se requiere una ganancia de tensión alta dados los niveles de entrada y salida que se tienen como restricciones. Debido a lo anterior, el ciclo de trabajo al que se ve sometido el interruptor de potencia tiene que ser alto necesariamente; originando así altas pérdidas por conducción y degradando la eficiencia del convertidor. El problema mencionado también limita la frecuencia de conmutación del convertidor propuesto, esto por el tiempo mínimo de apagado del interruptor (Beena, 2015). Un ciclo de trabajo alto también quiere decir que el diodo tiene menos tiempo para conducir, por lo tanto, la corriente del diodo se convierte en un pulso estrecho con un alto valor instantáneo. Además, la alta corriente en el diodo puede causar después pérdidas de recuperación inversa y problemas de interferencia electromagnética. A continuación se presenta el análisis, diseño, simulación, construcción y pruebas de 2 topologías de convertidor elevador de alta ganancia.

3.3 Convertidor elevador cuadrático.

Con el fin de superar las desventajas mencionadas al tratar de utilizar alguna de las topologías sencillas y ya bien conocidas de los convertidores elevadores convencionales, se propone como una posible solución, la utilización de un convertidor elevador cuadrático (QBC por sus siglas en inglés); ya que presenta características que lo hacen una topología atractiva, desde el punto de vista de potencia y de control (Fig. 3). Este convertidor se compone de dos convertidores elevadores en cascada, con la ventaja de utilizar un solo transistor.

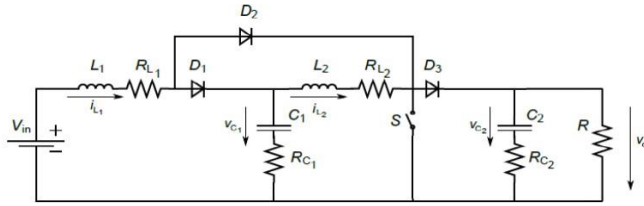


Fig. 3. Topología del convertidor elevador cuadrático.

Una forma de diseñar un lazo de control de voltaje e incluir la relación de trabajo en el vector de entrada es linealizando el modelo alrededor de un punto de trabajo (Kurucsó, 2015). Por lo tanto, cada variable debe escribirse como la suma de un estado estable, denotado por la letra mayúscula y un componente de señal pequeña denotado por $\sim$. Generalmente, la representación de los elementos eléctricos utilizada en el análisis del circuito de un convertidor electrónico de potencia se realiza sin considerar los elementos parásitos presentes en los componentes reales. En otras palabras, se considera que los inductores y capacitores presentan un comportamiento de tipo derivativo puro de las tensiones o de las corrientes (comportamiento ideal). Sin embargo, en la práctica los elementos parásitos existen y ocasionan pérdidas y modifican el comportamiento esperado (Alonge, 2017). Así que realizando un estudio del circuito propuesto durante el tiempo de encendido y apagado tomando en cuenta los elementos parásitos mencionados, se determinó el conjunto de ecuaciones en espacio de estados del modelo promediadolinealizado del QBC (1).

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L1}}{L_1} - \frac{(1-D)DR}{L_1} & \frac{(1-D)DR}{L_1} & -\frac{D}{L_1} & 0 \\ \frac{(1-D)DR}{L_2} & -\frac{(R_{L2} + R_{C1})(1-D)}{L_2} - \frac{DRR}{LR(R_{C1} + R_{C2})} & \frac{1}{L_2} & -\frac{(1-D)DR}{LR(R_{C1} + R_{C2})} \\ \frac{D}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{A}\tilde{x} + \tilde{B}\tilde{u}$$

$$y = \tilde{C}\tilde{x} + \tilde{D}\tilde{u}$$

$$\frac{(1-D)DR}{C_1(R_{C1} + R_{C2})}$$

$$C_1 R_2 (R_{C1} + R_{C2})$$

$$\frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} L_1 \\ R_{L1} \\ L_2 \\ R_{L2} \\ C_1 \\ iR_1 \\ C_2 \\ R_{C2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_o \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_o \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\tilde{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \tilde{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Donde el vector de estados es: $\tilde{x} = [i_{L1} \ i_{L2} \ v_{C1} \ v_{C2}]$. Y el vector de entradas: $\tilde{u} = [d]$. Además, cada uno de los

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

componentes del circuito tomando en cuenta los elementos parásitos quedarían como en (2); en donde se puede observar que se consideran dichos efectos, los cuales modifican los valores de los elementos capacitivos e inductivos con respecto a la frecuencia de funcionamiento y a la variación de las tensiones y corrientes como resultado de la resistencia propia de cada componente.

$$\begin{bmatrix} V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V}{f_s C_1} \\ \frac{V}{f_s C_2} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} ID \\ 1-D \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V}{f_s C_1} \\ \frac{V}{f_s C_2} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} ID \\ 1-D \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V}{f_s L_1} \\ \frac{V}{f_s L_2} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{I_o}{f_s L_1} \\ \frac{I_o}{f_s L_2} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V}{f_s L_1} \\ \frac{V}{f_s L_2} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{I_o}{f_s L_1} \\ \frac{I_o}{f_s L_2} \end{bmatrix}$$

1-D donde :

V_i □ voltaje de entrada; D □ ciclo de trabajo; I_o □ Corriente de salida

V_{C1} □ voltaje capacitor 1; V_{C2} □ voltaje capacitor 2; I_{L1} □ corriente inductor 1

I_{L2} □ corriente inductor 2 f_s □ frecuencia de conmutación; V_{C1} □ voltaje capacitor 1

V_{C2} □ voltaje capacitor 2; I_{L1} □ corriente inductor 1; I_{L2} □ corriente inductor 2

(2)

3.4 Convertidor elevador con inductor acoplado.

El inductor con tap central proporciona la propiedad de un rango de conversión de voltaje más amplio (sin necesidad de aislamiento) similar al de un autotransformador y se puede integrar a un convertidor de potencia de modo conmutado para mejorar la eficiencia de conversión de energía. El convertidor elevador con inductor acoplado o con tap central (TIBC por sus siglas en inglés) tiene dos devanados en el mismo núcleo, acoplados magnéticamente (Fig. 4). Se puede obtener una alta ganancia escogiendo una buena relación de vueltas entre los devanados. Durante el tiempo de apagado la corriente de entrada todavía fluye hacia la salida. Esto es lo que lo distingue del convertidor flyback, en otras palabras, el devanado primario tiene una mejor utilización que en el flyback. Tener un inductor con tap central es beneficioso porque optimiza el ciclo de trabajo del convertidor para lograr la máxima eficiencia. También permite una combinación diferente de voltaje y corriente para los diferentes elementos del convertidor, a comparación del convertidor elevador convencional (Vázquez, 2007).

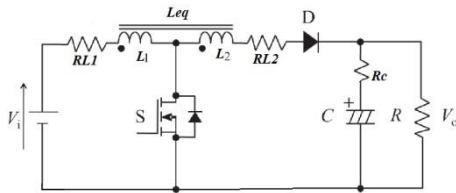


Fig. 4. Topología del convertidor elevador con inductor acoplado.

Al igual que el convertidor elevador cuadrático, se representa el TIBC en su modelo en espacio de estados promediadolinealizado, quedando como en (4).

$$\begin{aligned} \dot{X} &= A X + B U \\ Y &= C X + D U \end{aligned} \quad (4)$$

donde

$$A = \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} -R_p - \frac{L_2}{N^2} R_c & \frac{L_2}{N} R_c \\ \frac{L_2}{N} R_c & -R_c \end{bmatrix}, \quad B = \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad D = 0$$

Algunas de las ecuaciones para su respectivo diseño, quedan definidas en (5) (Shi, 2014):

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{1}{N_2} \frac{D N_1}{1-D} V_i \\ I_{L_1} &= \frac{1}{N_2} \frac{D N_1}{1-D} I_o \\ L_{eq} &= \frac{L_1}{N^2} \end{aligned} \quad (5)$$

$$f_s \ll V_o$$

donde:

V_i □ voltaje de entrada; D □ ciclo de trabajo; I_o □ corriente de salida

V_o □ voltaje de salida; N □ relación de vueltas;

L_{eq} □ inductancia equivalente f_s □ frecuencia de conmutación;

ΔI_{L_2} □ rizo de corriente L_2 ; ΔV_o □ rizo de voltaje de salida

4. SIMULACIONES

4.1 Convertidor elevador cuadrático.

Sustituyendo V_{C1} en V_{C2} de (2), se obtiene la ecuación de la ganancia, la cual define que para el QBC se necesita un ciclo de trabajo de 71.7157 %, con el que se logra obtener una elevación de tensión de 24 a 300 V. Además, se propone un rizo de corriente en el inductor #1 del 1.2% y un rizo de voltaje para el capacitor #1 de 1.7%, así como de un rizo de corriente en el inductor #2 de 3% y un rizo de voltaje en el capacitor #2 del 1.5% (Al-Saffar, 2012). Tomando en cuenta las consideraciones anteriores, a continuación, se muestran las simulaciones correspondientes para el convertidor elevador cuadrático. En un inicio solo se muestra operando en conexión con la fuente de CD y alimentando una carga resistiva (Fig. 5 y Fig. 8); y posteriormente ya conectado en el esquema propuesto, partiendo de las baterías como fuente primaria de alimentación y conectándose al inversor y este a su vez al motor de inducción (Fig. 11). Las especificaciones de diseño para este convertidor fueron las siguientes: una frecuencia de conmutación de 100 kHz, los valores de los elementos pasivos $C_1=5\mu F$, $C_2=0.47\mu F$, $L_1=2.13mH$, $L_2=14.7mH$.

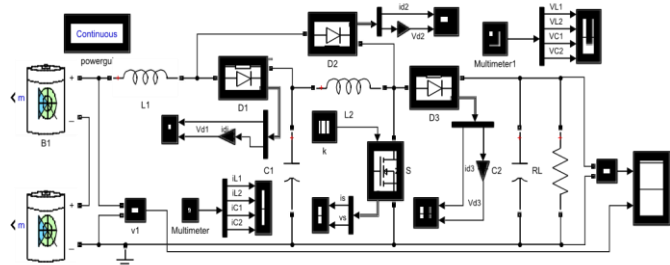


Fig. 5. Esquema de simulación del QBC.

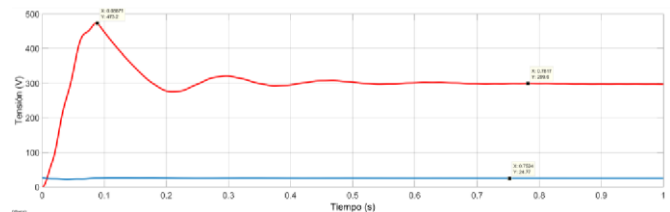


Fig. 6. Tensiones de entrada y de salida del QBC.

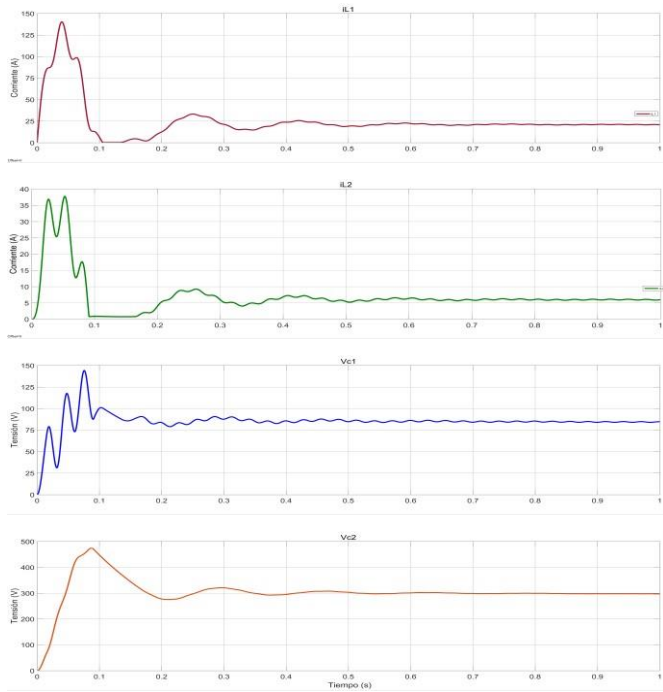


Fig. 7. Corriente en inductores y tensión en capacitores del QBC.

4.2 Convertidor elevador con inductor acoplado.

De acuerdo con la ecuación de ganancia para el TIBC se considera un ciclo de trabajo de 51.11 %, con el que se logra obtener una elevación de tensión de 24 a 300 V. Se propone un rizo de 15% para la corriente de los inductores, y un 5% al rizo de voltaje del capacitor. Las especificaciones de diseño para este convertidor fueron las siguientes: una frecuencia de conmutación de 100 kHz, los valores de los elementos pasivos $C=0.2\mu\text{F}$, $L1=167\mu\text{H}$, $L2=16.7\text{mH}$, $N=10$.

Fig. 10. Corriente en inductores y tensión en el capacitor del TIBC.

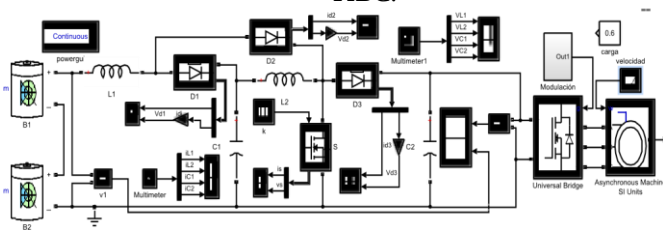


Fig. 11. Esquema de simulación del QBC conectado al inversor y al motor de inducción.

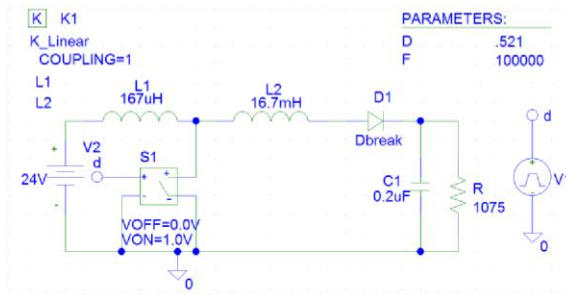


Fig. 8. Esquema de simulación del TIBC.

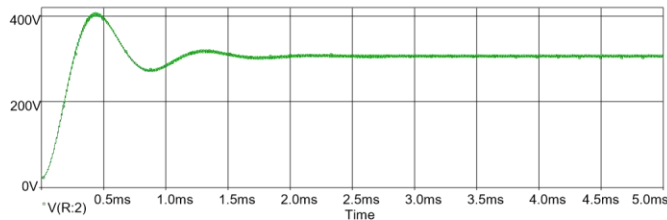


Fig. 9. Tensiones de entrada y de salida del TIBC.

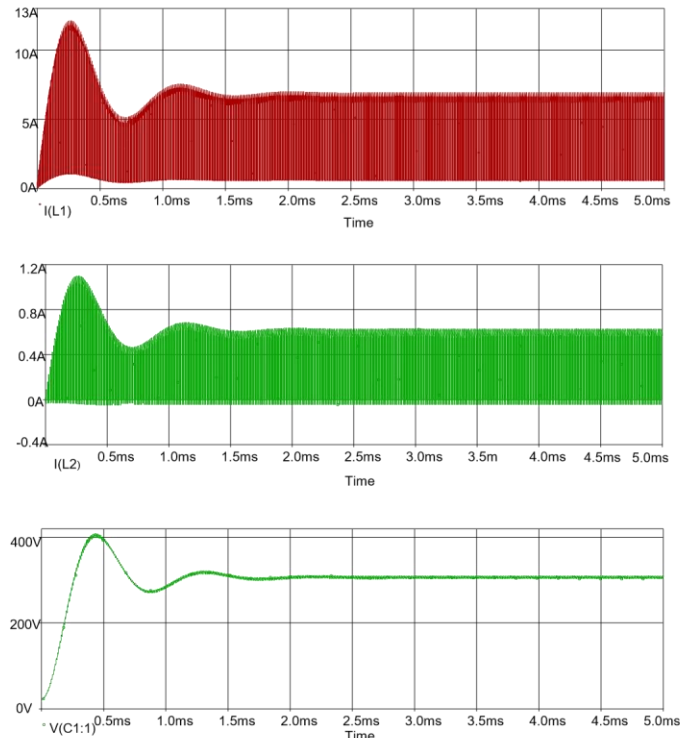


Fig. 15. Acoplamiento de los motores de inducción.

En la Fig. 16 se muestra una captura de pantalla del osciloscopio cuando la tensión de salida del inversor se

encuentra en condiciones nominales (como se puede apreciar en el valor RMS).

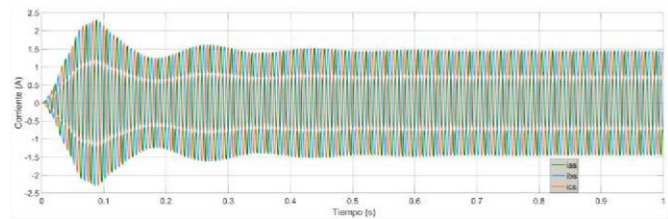


Fig. 12. Corrientes en las tres fases del motor funcionando en conjunto con los convertidores propuestos.

5. BANCO DE PRUEBAS Y RESULTADOS

Se construyó un banco de pruebas que permitió tener una plataforma experimental. Las pruebas en los convertidores elevadores se hicieron en lazo abierto. En la Fig. 13 se muestra el prototipo de los convertidores elevadores aquí mencionados.

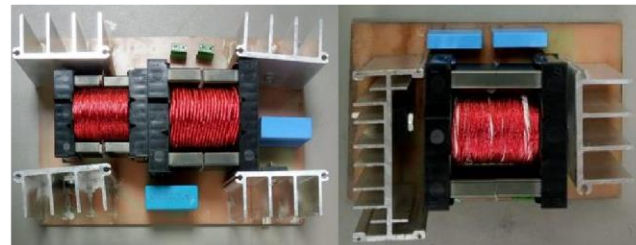


Fig. 13. Prototipo de QBC y TIBC respectivamente.

En la Fig. 14 se muestra el prototipo del inversor trifásico de puente completo y su tarjeta de control asociada STM32-Nucleo-F767ZI (microcontrolador de 32 bits), la cual se encarga del envío de los pulsos de conmutación a cada uno de los IGBT's. En la Fig. 15 se puede observar el acoplamiento que se realizó de dos motores trifásicos de inducción como el que se pretende utilizar en la aplicación.

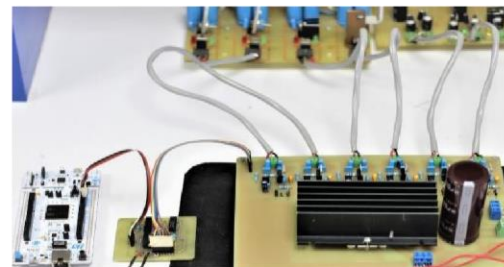


Fig. 14. Inversor trifásico y su tarjeta de control.

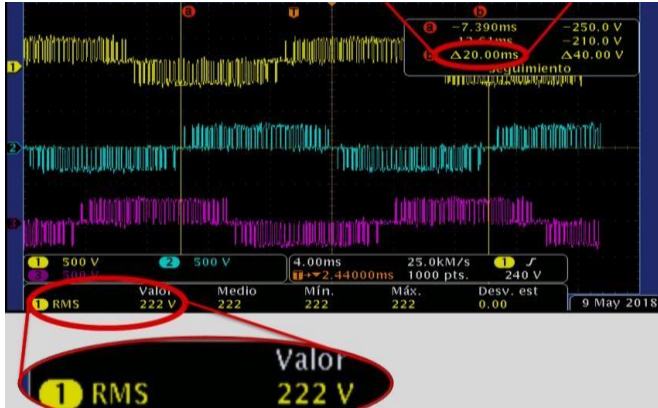


Fig. 16. Tensión de salida real del inversor trifásico.

6. CONCLUSIONES

En el presente trabajo se muestran los resultados preliminares del avance que se ha tenido en la investigación para resolver un problema específico de tracción eléctrica que es de interés global en la actualidad. Se puede observar que es una aplicación muy interesante desde el punto de vista de electrónica de potencia y de control automático; ya que existen diversos problemas interrelacionados por resolver y varios retos por superar. Con los resultados preliminares obtenidos, solo se puede decir que todavía existen muchas posibilidades de mejora en busca de los controladores más adecuados tanto para los convertidores electrónicos de potencia, como para el funcionamiento del motor de inducción (el cual tiene una carga dinámica al hacer funcionar a un vehículo eléctrico). El paso siguiente será explorar el comportamiento del convertidor elevador cuadrático ante diferentes esquemas de control y el desempeño del conjunto motor-inversor con un control escalar y vectorial en lazo cerrado para el seguimiento de una consigna de velocidad o de par de carga; posiblemente basados en diversos perfiles de conducción. Existe además la posibilidad de utilizar una estrategia “sensorless” si se diseña adecuadamente y pone en funcionamiento un observador de estados para estimar la velocidad de la máquina. Además de que quizá para el correcto funcionamiento de algunas estrategias de control se necesiten estimadores de parámetros, dependiendo también del tamaño y el tipo de máquinas eléctricas utilizadas.

REFERENCIAS

Al-Saffar, M. A.; Ismail, E. H.; Sabzali, A. J. (2012). High Efficiency Quadratic Boost Converter. *Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 8.

Alonge, F.; Pucci, M.; Rabbeni, R.; Vitale, G. (2017). Dynamic modelling of a quadratic DC/DC single switch boost converter. *Electric Power Systems Research*, pp. 130139.

Araujo, R. E.; Teixeira, H.; Barbosa J. and Leite (2005). A Low Cost Induction Motor Controller for Light Electric Vehicles in Local Areas. *Proceedings of the IEEE*

International Symposium, vol. 4, pp. 1499-1504.

Beena, K. H.; Benny, A. (2015). Analysis and Implementation of Quadratic Boost Converter for Nanogrid Applications. *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 4, n. 7.

Boglietti, A.; Cavagnino, A.; Ferraris, P.; Lazzari, M. (2008). Energy-Efficient Motors. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 2, n. 4, pp. 32-37.

Bonnett, A. H.; Yung, C. (2008). Increased Efficiency versus Increased Reliability. *IEEE Industry Applications Magazine*, pp. 29-36.

Emadi, A. (2004). Electric Vehicles, Handbook of Automotive Power Electronic and Motor Drives. *Book of Taylor & Francis Group*, pp. 55-73.

Gómez, A. C. P. (2013). Vehículos eléctricos, hacia un futuro sustentable. *Reportaje premiado por el Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología*.

Kurucsó, B.; Peschka, A.; Stumpf, P.; Nagy, I. (2015). State Space Control of Quadratic Boost Converter Using LQR and LQG Approaches. *Proceedings of the International Aegan Conference on Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP)*, pp. 642-648.

Larminie, J.; Lowry, J. (2003). Electric Vehicle Technology Explained. *Book of John Wiley & Sons*, pp. 1-47.

Naik, P. J. (2015). Design and Control of Light Weight Electric Vehicle. *International Journal of Advance Engineering and Research Development*, vol. 2, n. 4.

Z. H. Shi, K. W. E. Cheng and S. L. Ho, "Static performance and parasitic analysis of tapped-inductor converters," *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 2, pp. 366-375, February 2014.

N. Vazquez, L. Estrada, C. Hernandez and E. Rodriguez, "The Tapped-Inductor Boost Converter," *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Vigo, 2007, pp. 538-543.

M.Vageesh, R. Rahul, Dr.R.Seyezhai, Yash Oza. "Design, Analysis And Implementation Of Tapped Inductor Boost Converter For Photovoltaic Applications," *International Journal of Scientific Engineering and Applied Science (IJSEAS)* - Volume-1, Issue-8, November 2015.

Control Tolerante a Fallas en la Locomoción Biológicamente Inspirada de un Robot Cuadrúpedo

Luis Ariel Doñate Alcázar*, Luis Gerardo Vela Valdés*, Enrique Quintero Mármol Márquez.*

□

*Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET), Interior Internado Palmira S/N, Col. Palmira, 62490, Cuernavaca, Morelos, México (e-mail: ariel.alcazar17ee@cenidet.edu.mx, velaluis@cenidet.edu.mx, eqm@cenidet.edu.mx).

Abstract: Se reportan los resultados en simulación de un esquema de control de locomoción para robots cuadrúpedos, junto con un enfoque de control tolerante a fallas basado en el monitoreo de señales. La primera parte es un arreglo de inspiración biológica basado en redes neuronales celulares (RNC) diseñadas para imitar un conjunto específico de neuronas biológicas encontradas en la mayoría de los seres vivos (vertebrados e invertebrados), encargadas de producir salidas rítmicas capaces de excitar los músculos produciendo movimiento. La segunda parte agrega el enfoque de tolerancia a fallas, basado en el monitoreo de señales (corrientes y/o voltajes) garantizando el desempeño degradado de un esquema de locomoción. En la actualidad existen diversas formas de dotar a un robot cuadrúpedo de tolerancia a fallas en el proceso de locomoción, sin embargo, ninguna reportada en la literatura aprovecha la capacidad de los osciladores no lineales, basados en amplificadores operacionales característicos de las redes neuronales celulares acoplados a esquemas de monitoreo.

Keywords: Redes Neuronales Celulares, Bio-inspiración, Robótica móvil, Control tolerante a fallas

1. INTRODUCCIÓN

La robótica biológicamente inspirada continúa llamando la atención de la comunidad científica debido a sus capacidades tales como adaptabilidad, robustez, versatilidad y agilidad (Christensen, Larsen, & Stoy, 2014). La habilidad que presentan los organismos biológicos para adaptarse a diferentes situaciones ha inspirado gran cantidad de investigaciones, por ejemplo (Wu & Tan, 2005), donde el objetivo principal ha sido dotar a mecanismos robóticos con la capacidad de desplazarse como lo haría un ser vivo (bípedos, cuadrúpedos, hexápodos, etc.).

La literatura se refiere a esta característica como un problema de locomoción para robots móviles, donde existen diferentes enfoques que le dan solución. El enfoque clásico es definido por las leyes de la física y las ecuaciones de cinemática inversa, con el fin de obtener los parámetros que intervienen en el sistema, como la posición y la velocidad. Por su parte, el enfoque biológico, se basa en un conjunto de células especializadas capaces de producir salidas rítmicas sin la presencia de algún estímulo que las excite.(Torres, 2015).

El enfoque biológico se construye a partir de un generador central de patrones (GCP), el cual es el elemento clave del

□ sistema motor de los seres vivos (Cohen & Wallén, 1980). Con el fin de poder imitar más características de la vida animal aplicadas para la robótica móvil, se agrega el enfoque de control tolerante a fallas persiguiendo esa adaptabilidad que poseen los seres vivos, en este caso dado por la capacidad de continuar con un patrón de locomoción pese a la presencia de fallas que impidan el caminado en cuatro patas de un robot cuadrúpedo.

El presente artículo está dividido en cinco secciones, en la sección dos se presenta el estado del arte correspondiente a las redes neuronales celulares, tocando temas de robótica móvil y control tolerante a fallas. En la sección tres se presenta el diseño de la red neuronal (RNC) en base al modelo original reportado en 1988 (Chua & Yang, 1988), el diseño corresponde a una red neuronal específica para robots cuadrúpedos capaz de describir distintos tipos de caminados de seres vivos y donde las salidas de células específicas son acopladas con un actuador de un robot móvil cuadrúpedo. Posteriormente en la sección cuatro se muestra la red neuronal celular ante la presencia de fallas, se introduce la estrategia de control tolerante a fallas basada en el monitoreo de señales que permite que la red se reconfigure automáticamente y que describa un nuevo patrón de locomoción.

Las RNC explotan la capacidad de los amplificadores operacionales como osciladores no lineales para producir salidas

rítmicas que exciten las extremidades de un robot móvil (Mattia, Fortuna, & Arena, 2004).

Por ultimo en la sección cinco se presentan las conclusiones pertinentes junto con las referencias utilizadas.

2. ESTADO DEL ARTE

2.1 Generación de locomoción

En 1988 Chua y Yang introdujeron los primeros conceptos de las RNC las cuales pueden ser vistas como sistemas de procesamiento de información, que, como una red neuronal son circuitos analógicos no lineales de gran escala que procesan señales en tiempo real. Como un autómata celular, las redes neuronales celulares están hechas de un agregado masivo de circuitos idénticos regularmente espaciados llamados “células”, que se comunican unas con otros únicamente a través de sus vecinos más cercanos (Chua & Yang, 1988).

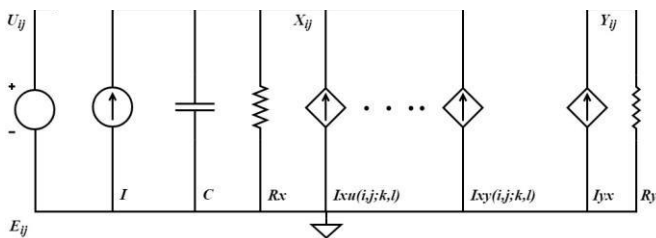


Figura 1: Circuito clásico de una célula

Con la aplicación de las leyes de voltaje y corriente de Kirchhoff al circuito clásico de una célula se obtienen las siguientes ecuaciones.

$$\begin{aligned} C\dot{x}_{ij} = & -\frac{1}{R_x}x_{ij}(t) + \sum_{c(k,l) \in N_r(i,j)} A(i,j;k,l)y_{kl}(t) \\ & + \sum_1 B(i,j;k,l)u_{kl} + I \end{aligned}$$

$$c(k,l) \in N_r(i,j)$$

$$y_{ij}(t) = \frac{1}{2}(|x_{ij}(t) + 1| - |x_{ij}(t) - 1|) \quad (2)$$

En el año 2000 se planteó el uso de las redes neuronales celulares con el fin de generar y controlar locomoción en robots caminantes de inspiración biológica, cuyo modelo se describe por las ecuaciones 1 y 2, donde x representa un estado, μ , ϵ , s , i son parámetros seleccionados de forma idónea para la formación de patrones, junto con y que es la salida (Arena & Fortuna, 2000).

$$\dot{x}_{1,ij} = -x_{1,ij} + (1 + \mu + \epsilon)y_{1,ij} - s_1y_{2,ij} + i_1 \quad (3)$$

$$\dot{x}_{2,ij} = -x_{2,ij} + s_2y_{1,ij} + (1 + \mu - \epsilon)y_{2,ij} + i_2 \quad (4)$$

Otro tipo de investigaciones han estado más enfocadas al estudio de los aspectos biológicos de los seres vivos con el fin de conocer más acerca del GCP, el cual es visto como una red neuronal ubicada en la medula espinal capaz de producir movimientos rítmicos tales como nadar, saltar y brincar incluso cuando es aislado del cerebro y de entradas sensoriales (MacKay-Lyons & al, 2002).

En 2005 se investigó acerca del uso del GCP, el cual es usado ampliamente para la generación de locomoción en robots, se destacó que la mayoría de sus aplicaciones se da bajo el uso de algoritmos y de procesadores digitales los cuales consumen altas potencias y ocupan espacio considerables, debido a esto los GCP basados en circuitos analógicos han despertado mayor interés (Wu & Tan, 2005).

Para 2014 se propuso un novedoso diseño de un GCP para controlar robots cuadrúpedos generando cualquier forma de onda deseada, donde las salidas del CPG tenían estabilidad garantizada implementando un ciclo de estabilización interno (Tran et al., 2014). Otras investigaciones realizadas en años más recientes acerca del GCP dentro de la robótica ofrecen nuevos patrones de desplazamiento sofisticado, para que un robot pueda describir diferentes comportamientos al andar (Ren et al., 2015).

2.2 Robótica móvil

Trabajos recientes acerca de la robótica bio-inspirada mostraron que la auto-organización y la materialización son conceptos poderosos en el diseño de sistemas autónomos adaptables, esto tiene su fundamento en los organismos biológicos (Pfeifer, Lungarella, & Iida, 2007).

- (1) En 2009 se desarrolló una nueva metodología para la creación de actuadores electrostrictivos, ideales para el desarrollo de robots con estructuras suaves, donde las estructuras suaves plantean imitar la flexibilidad que poseen los organismos (Cianchetti, Mattoli, Mazzolai, Laschi, & Dario, 2009). Por otra parte algunas investigaciones se enfocan en explotar las estructuras suaves de los animales con el fin de moverse eficientemente en ambientes naturales complejos (Kim, Laschi, & Trimmer, 2013).

2.3 Tolerancia a fallas en la locomoción de robots móviles

En Japón durante 2012 se publicó un artículo acerca del caminado en tres patas de un robot cuadrúpedo asumiendo que no se cuenta con una extremidad, un nuevo patrón de locomoción en trípede y la marcha patada y balanceo (kickand-

swing) fueron propuestas junto con un método activo de absorción de impactos. (Y. Lee & Hirose, 2012).

En 2015 en china investigando sobre la marcha que describen los animales se propuso un esquema de tolerancia a fallos para un quebrada, se analizó la movilidad restante del cuerpo y se propuso un método de planificación de movimiento a través de una matriz jacobiana tolerante a fallas (Du & Gao, 2016).

3. DISEÑO DE LA RNC

El elemento de base será una célula, conformada por diferentes modos de conexión de los amplificadores, como lo son derivador, sumador y no inversor con el fin de producir patrones oscilatorios.

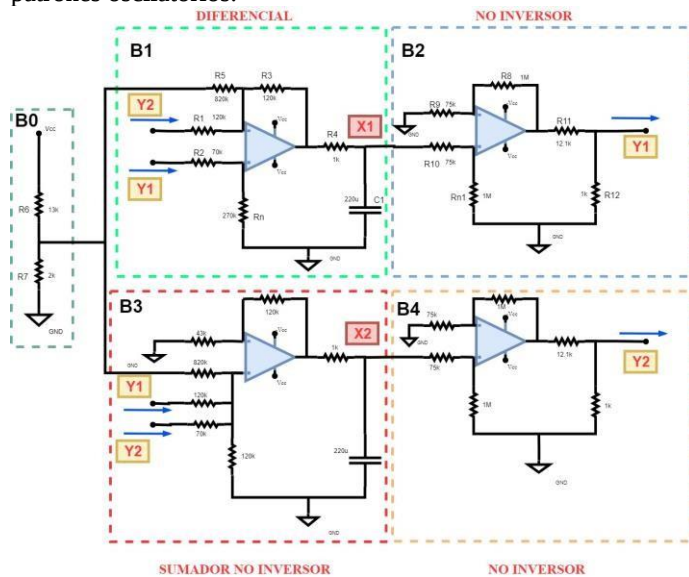


Figura 2: Célula a partir de amplificadores operacionales

La figura 2 muestra la realización de una sola célula aislada de Donde los valores de las variables se seleccionan idóneamente su vecindario. Los bloques B1 y B3 realizan las dos ecuaciones para la formación de patrones, quedando de la siguiente forma: diferenciales de primer orden con la adición de los dos términos $\mu = 0.7$, $\epsilon = 0$, $s_1 = s_2 = s = 1$, $i_1 = -0.3$, $i_2 = 0.3$, del Bias $i_1 = i_2$ de las ecuaciones 3 y 4. Los bloques B2 y B4 $D_1 = 0.01$, $D_2 = 1$

robot móvil, en este caso un robot que describía el movimiento de un elefante bebé, (Chen, Gao, Qi, Tian, & Wei, 2015). Más recientemente, se realizó investigación sobre un robot hexápodo donde se considera una falla en base a una pata

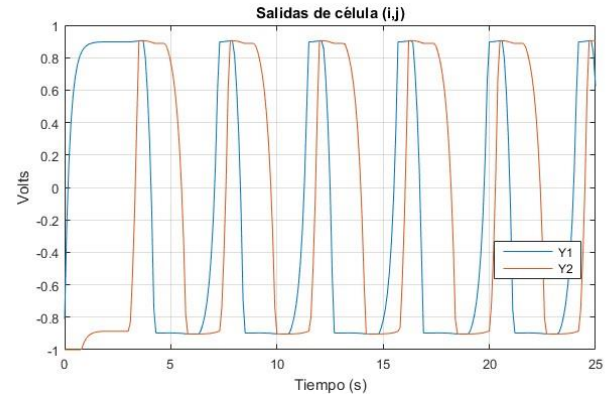


Figura 4: Salida de la célula

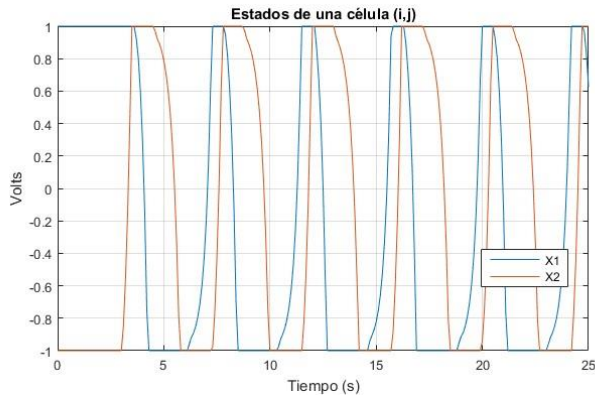
Una sola célula por sí misma es capaz de generar patrones oscilatorios, sin embargo no es suficiente para producir un patrón de locomoción que sea útil, por lo tanto, es conveniente el diseño completo de una red neuronal que tenga un número de células necesarias para producir el patrón requerido y cuyo dinámica se expresa por el siguiente conjunto de ecuaciones:

$$x_{1,ij} = -x_{1,ij} + (1 + \mu + \epsilon)y_{1,ij} - s_1 y_{2,ij} + i_1 + D_1(y_{1,i-1,j} - 2y_{1,i,j} + y_{1,i+1,j}) \quad (5)$$

$$x_{2,ij} = -x_{2,ij} + s_2 y_{1,i,j} + (1 + \mu + \epsilon)y_{2,i,j} + i_2 + D_2(y_{2,i-1,j} - 2y_{2,i,j} + y_{2,i+1,j}) \quad (6)$$

$$y_{l,ij} = 0.5(|x_{l,ij} + 1| - |x_{l,ij} - 1|) \quad (7)$$

2



(idénticos) realizan la salida no lineal por cada uno de los estados x_1 y x_2 a través de la explotación de las características de saturación natural de los amplificadores operacionales y por la adición de un divisor de voltaje de salida en B0 para escalar los niveles de saturación (Arena & Fortuna, 2002).

Figura 3: Estados de una célula

Cabe mencionar que para conectar las células entre sí se necesita configurar un parámetro de conexión, con el fin de que las señales se puedan propagar a través de la red neuronal celular de forma correcta (Bustos, 2011).

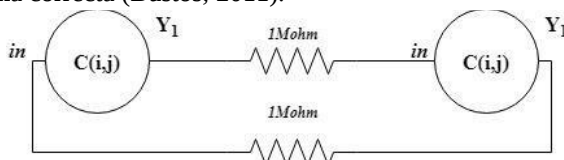


Figura 6: Ejemplo de conexión entre células

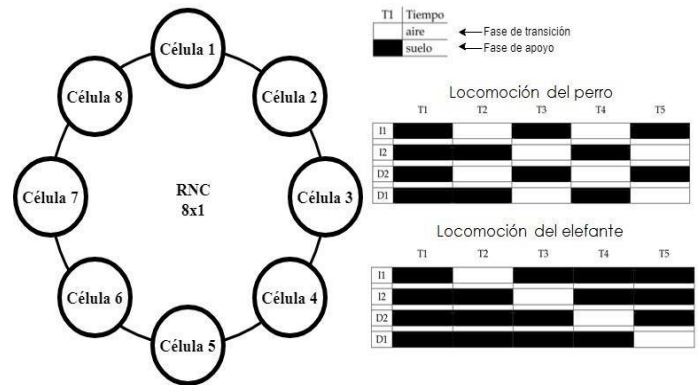


Figura 5: RNC 8x1- Locomoción deseada

Con el diseño de la figura 5 se pueden obtener los patrones de locomoción característicos de un ser vivo con 4 extremidades (perro y elefante), la red propuesta consta de un arreglo de 8x1 en configuración de anillo, y donde el esquema de blancos y negros describe los tiempos de un ciclo de locomoción (negro-fase de apoyo, extremidad en el suelo y blanco-fase de transición, extremidad en el aire).

Posteriormente la salida de la red neuronal celular se muestra en la figura 7, donde esta se configura tal que el par de señales conformadas por $y_{1;1,1}$, $y_{1;2,1}$ estén desfasadas 90°, en este caso es posible utilizar dos células para controlar cuatro extremidades como se nota en el esquema de la figura 5, donde cada par de extremidades en diagonal del cuadrúpedo tienen la misma fase, también es posible configurar sub-anillos dentro la red para el mismo objetivo.

Figura 7: Patrón de locomoción característico de un perro

Para el caso correspondiente a la locomoción del elefante, figura 8, la idea es describir un movimiento por cada unidad de tiempo, entonces la condición primordial será un desfase de 90° entre cada una de las señales de la red $y_{1;1,1}, y_{1;2,1}, y_{1;3,1}, y_{1;4,1}$, en este caso es necesario ocupar cuatro células.

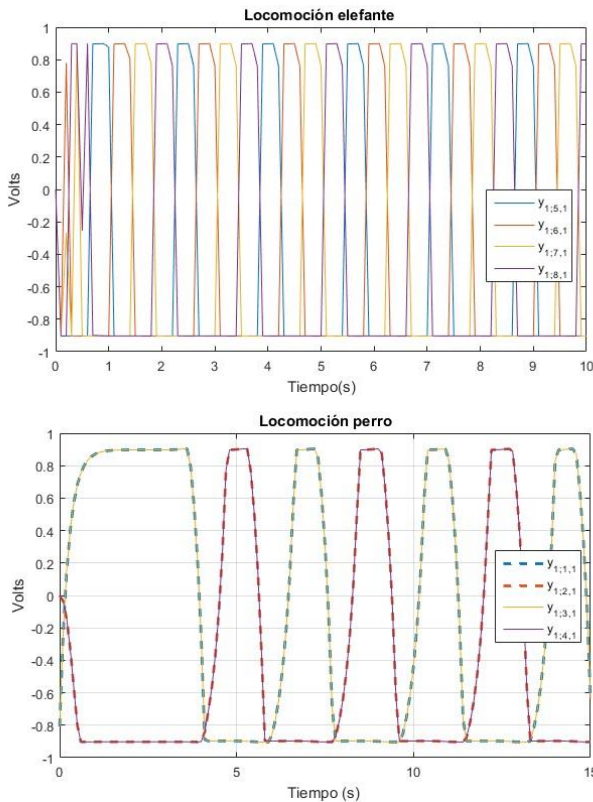


Figura 8: Patrón de locomoción característico de un elefante

La red neuronal celular diseñada entonces podrá ser acoplada a la plataforma de un robot móvil de cuatro patas, con el fin de producir algún patrón oscilatorio que permita desplazar al robot móvil de forma bio-inspirada, resolviendo así el problema de locomoción.

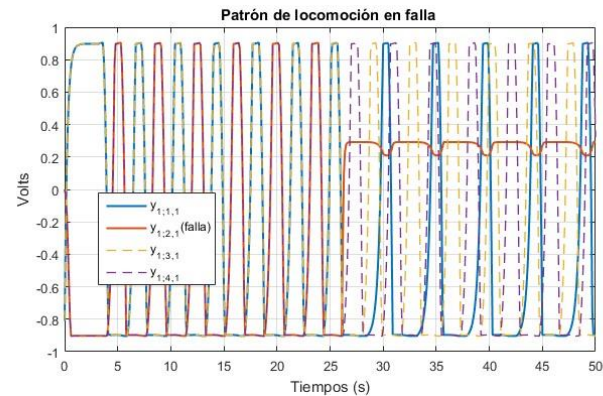


Figura 10: RNC en falla

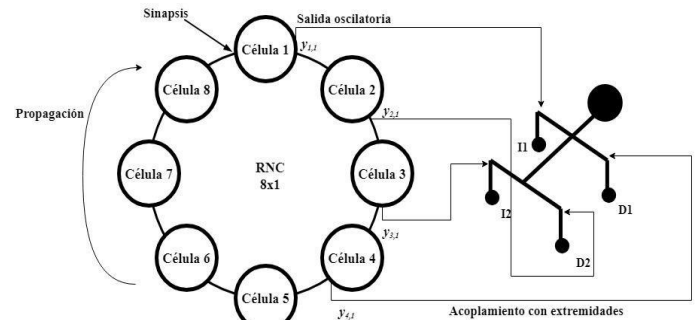


Figura 9: Ejemplo de acoplamiento de la RNC a un robot cuadrúpedo (Locomoción de un elefante)

Las señales de salida de la RNC excitan las extremidades del robot provocando movimiento.

4. RNC TOLERANTE A FALLAS

Resuelto el problema de locomoción lo siguiente es analizar la red neuronal celular y su comportamiento bajo la presencia de alguna falla. Para este caso se considera que la falla se encuentra dentro del estado x_1 de la célula (2,1) formado por un filtro RC, se considera una variación en los parámetros de este y por

consecuente se afecta la salida $y_{1,2,1}$, la falla se presenta a partir del segundo 27 por un periodo de tiempo total de 50 segundos. Se considera la falla para el patrón de locomoción de la figura 7, además se agrega que si se pierde una de las células se pierde una extremidad, por lo que se deberá considerar un patrón de locomoción que utilice solo tres extremidades del robot cuadrúpedo.

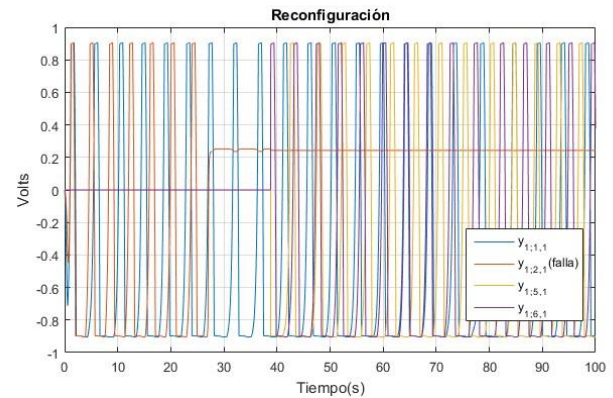


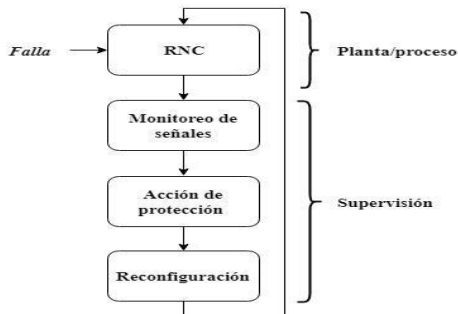
Figura 12: Nuevo patrón de locomoción a partir de reconfiguración

Durante los primeros segundos se mantiene el patrón de locomoción del perro, en el segundo 27 ocurre la falla y la RNC crea nuevas conexiones, a partir del segundo 55 se hacen presentes nuevas señales $y_{1,5,1}$ y $y_{1,6,1}$ para desarrollar un patrón de locomoción basado en tres extremidades.

5. CONCLUSIONES

Se observa como la magnitud de la falla es tal que el patrón de locomoción ya no es reconocible, por lo tanto ya no es utilizable para propósitos de generación de locomoción. El objetivo del esquema de tolerancia a fallas será entonces, garantizar en todo momento el proceso de locomoción (Isermann, 2006).

El esquema de tolerancia a fallas se presenta a continuación en la figura 11, cabe mencionar que el monitoreo se realiza midiendo los voltajes de salida de la RNC.



11: Esquema de tolerancia a fallas

Figura

La RNC cumple lo propuesto por el esquema de la figura 11, la acción de protección contempla una reconfiguración.

Se explotó la capacidad de los amplificadores operacionales como osciladores no lineales para producir salidas rítmicas, iguales a las producidas por las neuronas biológicas presentes en muchos seres vivos, produciendo diversos patrones de locomoción. Se agregó el enfoque tolerante a fallas a partir del monitoreo de señales, cuando estas se alejan de su estado normal impiden que el patrón de locomoción original se mantenga, por lo que la red neuronal ante la presencia de estas fallas fue capaz de reconfigurarse. Además, se logró que se produjera un nuevo patrón de locomoción en tres extremidades basado en el caminado del elefante, que consta de una extremidad por ciclo de tiempo.

En general se imita la capacidad de las neuronas biológicas para crear nuevas conexiones de forma automática ante situaciones nuevas y diversas.

Como trabajos futuros se plantea el uso de módulos de detección y aislamiento de fallas, junto con pruebas experimentales que ayuden a mejorar la precisión y exactitud del esquema propuesto.

REFERENCIAS

- Arena, P., Fortuna, L. (2002). Analog Cellular Locomotion Control of Hexapod Robots. *IEEE Control Systems*,
- Bustos, E. S. (2011). *Locomoción de un Robot Cuadrúpedo: Un Enfoque a Celdas Neuronales Analógicas*. Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico.
- Chen, X., Gao, F., Qi, C., Tian, X., Wei, L. (2015). Kinematic analysis and motion planning of a quadruped robot with partially faulty actuators. *Mechanism and Machine Theory*, 94, 64–79.

- Christensen, D. J., Larsen, J. C., Stoy, K. (2014). Fault-tolerant gait learning and morphology optimization of a polymorphic walking robot. *Evolving Systems*, 5(1), 21
- Chua, L. O., Yang, L. (1988). Cellular neural networks: theory. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Cianchetti, M., Mattoli, V., Mazzolai, B., Laschi, C., Dario, P. (2009). A new design methodology of electrostrictive actuators for bio-inspired robotics. *Sensors and Actuators, B: Chemical*, 142(1), 288–297.
- Cohen, A. H., Wallén, P. (1980). The neuronal correlate of locomotion in fish - “Fictive swimming” induced in an in vitro preparation of the lamprey spinal cord. *Experimental Brain Research*, 41(1), 11–18.
- Du, H., Gao, F. (2016). Fault tolerance properties and motion planning of a six-legged robot with multiple faults. *Robotica*, (April), 1–18.
- Isermann, R. (2006). *Fault-Diagnosis Systems: An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance*.
<https://doi.org/10.1007/3-540-30368-5>
- Kim, S., Laschi, C., Trimmer, B. (2013). Soft robotics: A bioinspired evolution in robotics. *Trends in Biotechnology*, 31(5), 287–294.
- MacKay-Lyons, M. (2002). Central pattern generation of locomotion: a review of the evidence. *Phys Ther*, 82(1)
- Pfeifer, R., Lungarella, M., Iida, F. (2007). Self-organization, embodiment, and biologically inspired robotics. *Science*, Ren, G., Chen, W., Dasgupta, S., Kolodziejcki, C., Wörgötter, F., Manoonpong, P. (2015). Multiple chaotic central pattern generators with learning for legged locomotion and malfunction compensation. *Information Sciences*,
- Torres, A. P. (2015). Estudio de la locomoción de un robot cuadrúpedo mediante la generación de patrones biológicos. Retrieved from
<http://dspace.esPOCH.edu.ec/handle/123456789/3803>
- Tran, D. T., Koo, I. M., Lee, Y. H., Moon, H., Park, S., Koo, J. C., Choi, H. R. (2014). Central pattern generator based reflexive control of quadruped walking robots using a recurrent neural network. *Robotics and Autonomous Systems*, 62(10), 1497–1516.
- Wu, D., Tan, W. (2005). A Comparison of Several Hardware Realized Central Pattern Generators (CPGs).

Identificación en caja gris de un supercapacitor electroquímico de doble capa

Maydelin Escribano Reyes* Guadalupe L'opez L'opez*
J. F. Gómez-Aguilar**

* TecNM, CENIDET, Int. Internado Palmira S/N, Col. Palmira,
62490, Cuernavaca, Morelos, México

** CONACYT-TecNM, CENIDET, Int. Internado Palmira S/N, Col. Palmira, 62490,
Cuernavaca, Morelos, México

Resumen. Los supercapacitores son parte importante del desarrollo de tecnologías limpias para el almacenamiento de energía eléctrica en micro-redes y para aplicaciones estacionarias y móviles. En este estudio se presenta un modelo dinámico obtenido por identificación en caja gris para predecir el comportamiento eléctrico de un supercapacitor. La estructura del modelo identificado se obtiene a partir de un modelo de difusión eléctrica, el cual describe la dinámica de carga y descarga considerando la distribución longitudinal de las variables. Se propone discretizar este modelo electroquímico en parámetros concentrados mediante el método de colocación ortogonal, usando las raíces de los polinomios de Legendre como puntos de colocación. Como resultado se obtiene un modelo en espacio de estados con cinco parámetros. La estimación de los parámetros con técnicas de identificación y la validación del modelo se hacen llevando a cabo experimentos de carga y descarga de un supercapacitor comercial. El modelo identificado tiene un ajuste promedio de 96%.

Keywords: Supercapacitors, Systems Identification, Gray box identification, Orthogonal collocation, Fick equation.

énfasis ha estado en los métodos de optimización y en la cuantificación de fenómenos de difusión o térmicos que afectan el desempeño de los supercapacitores. Xu et al. (2018), por ejemplo, mejoraron la optimización de los parámetros introduciendo un factor de olvido en el algoritmo de mínimos cuadrados recursivos. Sedlakova et al. (2015) propusieron un CE con resistencias dependientes del tiempo con el fin de representar la redistribución de cargas por difusión. Parvini et al. (2016) y Sarwar et al. (2016), además de la dinámica eléctrica incorporaron la dinámica térmica para predecir el desempeño de los supercapacitores. Sun et al. (2018) y Rizoug et al. (2010) realizaron identificación en línea. Entre los estudios de revisión orientados al modelado de supercapacitores se cita la investigación de Zou et al. (2018), centrada en modelos fraccionarios.

Con un enfoque diferente, Verbrugge and Liu (2005) caracterizaron la microestructura de un supercapacitor de SAFT América. Después, con fundamento en ecuaciones que rigen a los sistemas electroquímicos, derivaron un sistema acoplado de ecuaciones diferenciales parciales (EDP) no lineales con condiciones de frontera en las interfases internas del conjunto electrodo-electrolito. Considerando este modelo como

1. INTRODUCCION

Los supercapacitores forman parte de las tecnologías limpias basadas en el manejo de energía electroquímica. La predicción realista de su comportamiento hace posible desarrollar sistemas de alimentación de energía eléctrica más eficientes. El desempeño de los supercapacitores electroquímicos depende fuertemente del diseño e integración de electrodos, electrolitos y placas colectoras de corriente (Yu et al. (2013)). Sin embargo, las características de diseño de los supercapacitores comerciales frecuentemente no están disponibles y su caracterización no es evidente. Por estas razones es difícil obtener modelos generalizados. En su mayoría se desarrollan modelos dinámicos con circuitos equivalentes (CE). Una etapa crítica en la formulación de estos modelos empíricos es la estimación de los parámetros. La espectroscopía de impedancia electroquímica es una de las herramientas más comunes para estos fines, ver por ejemplo los trabajos de: Devillers et al. (2014); Buller et al. (2005). Otro enfoque consiste en estimar los parámetros a partir de experimentos de carga y descarga, usando entre otras, técnicas de identificación. En estos trabajos, el

punto de partida, Drummond et al. (2017) proporcionaron un método para sintetizar modelos reducidos basados en CEs. El método incluye etapas de discretización, linealización, reducción de orden y síntesis de CEs. Otro modelo electroquímico, anterior y más simple que el de Verbrugge and Liu (2005), fue reportado por Srinivasan and Weidner (1999) y reformulado más tarde por Romero-Becerril and Alvarez-Icaza (2010) como una ecuación lineal de

difusión eléctrica con variaciones espaciales en la dirección longitudinal. La semidiscretización del modelo de difusión mediante los métodos de elementos finitos, diferencias finitas, y cuadratura diferencial permitió a los autores sintetizar modelos lineales orientados a control.

El presente trabajo tiene como propósito identificar un modelo en caja gris usando la estructura del modelo electroquímico propuesto por Romero-Becerril and Alvarez-Icaza (2010). Para poder usar este modelo, se propone hacer una semidiscretización de la EDP por el método de colocación ortogonal, usando los polinomios de Legendre. Este procedimiento permite transformar la EDP en un sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias. Agrupando algunos parámetros se obtuvo un modelo en espacio de estados de orden N (igual al orden de los polinomios de Legendre) con cinco parámetros. Los parámetros fueron estimados a partir de mediciones de carga y descarga de supercapacitores PowerStor de la serie XB, posteriormente, el modelo fue validado experimentalmente.

2. MODELO MATEMÁTICO

2.1 Modelo de difusión

El modelo electroquímico propuesto por Romero-Becerril and Alvarez-Icaza (2010) representa la difusión eléctrica en el electrodo positivo del supercapacitor y fue establecido bajo las suposiciones siguientes:

1. Los procesos de carga y descarga en el supercapacitor son simétricos.
2. La capacitancia específica, la concentración del electrolito en los electrodos y la temperatura en la celda se asumen uniformes.
3. Las variables cambian en la dirección longitudinal z y se asumen uniformes en las otras direcciones.

La ecuación de estado (1) describe la variación de diferencia de potencial interfacial η_p , con sus condiciones de frontera y su condición inicial (2), y el Voltaje de salida V_{cap} se calcula con una ecuación algebraica en función de la corriente aplicada I_{cap} (3). Los parámetros del modelo de difusión eléctrica están definidos en el Cuadro 1.

$$\frac{\partial \eta_p}{\partial t} = \frac{De}{\delta^2} \frac{\partial^2 \eta_p}{\partial \bar{x}^2}, \quad De = \frac{\kappa \sigma}{C(\kappa + \sigma)} \quad (1)$$

$$\left. \frac{\partial \eta_p}{\partial \bar{x}} \right|_{\bar{x}=0} = \frac{-\delta I_{cap}}{\sigma A_t}, \quad \left. \frac{\partial \eta_p}{\partial \bar{x}} \right|_{\bar{x}=1} = \frac{\delta I_{cap}}{\kappa A_t}; \quad \eta_p(0, \bar{x}) = \eta_p^0 \quad (2)$$

$$V_{cap} = \frac{2\kappa}{\kappa + \sigma} \eta_p(\bar{x}=0) + \frac{2\sigma}{\kappa + \sigma} \eta_p(\bar{x}=1) + \left(\frac{2\delta}{\kappa + \sigma} + \frac{\delta_z}{\kappa_z} \right) \frac{I_{cap}}{A_t} \quad (3)$$

Símbolo	Descripción	Unidades
C	Capacitancia específica	F/m^2
δ	Espesor del electrodo	m
κ	Conductividad efectiva del electrodo	S/m
σ	Conductividad efectiva del sustrato soñado	S/m
I_{cap}	Corriente aplicada	A
V_{cap}	Voltaje en el supercapacitor	V
De	Difusividad eléctrica del electrodo	m^2/s
A_t	Área transversal	m^2

Cuadro 1. Parámetros del modelo de difusión

2.2 Discretización con colocación ortogonal

El método de colocación ortogonal forma parte de los métodos de residuales ponderados, ampliamente usados para resolver sistemas de EDP. Con este método se hizo una semidiscretización del modelo difusivo a lo largo de la celda. De esta manera, el modelo EDP fue transformado en un sistema en espacio de estados de orden N . El orden del sistema N está dado por el número de puntos de colocación o puntos de discretización, los cuales corresponden a las raíces de un polinomio ortogonal entre 0 y 1; es decir, la distancia a lo largo de la celda es normalizada en el rango [0 1].

Considerando una geometría plana se usaron las relaciones de recurrencia para generar los polinomios ortogonales de Legendre $P_n, Legendre(z)$ y sus correspondientes fórmulas de cuadratura gaussiana. Las raíces de los polinomios son los puntos de discretización $z_i, i = 1, 2, \dots, N$. La función de prueba $x(z_i)$ depende de estos valores. Seleccionando la función de prueba adecuada para una geometría plana se definen las matrices de primera y segunda derivada, $\alpha(z)$ y $\beta(z)$ respectivamente. El procedimiento y las fórmulas para aplicar el método de colocación ortogonal están descritos con detalle en Finlayson (2013) y algunos ejemplos de aplicación son descritos en Ebrahimzadeh et al. (2012) y Ramachandran and Duduković (1984). La colocación ortogonal en el modelo (1) y en las condiciones de frontera (2) conduce a un sistema de ecuaciones diferenciales parciales de la forma (4)

$$\frac{dx_i}{dt} = \frac{De}{\delta^2} \sum_{j=1}^N \beta_{ij}(z) x_j, \quad i = 2, 3, \dots, N-1$$

$$\begin{aligned} \sum_{j=1}^N \alpha_{1j}(\mathbf{z}) x_j &= -\frac{\delta}{\sigma A} I_{cap}, \quad i = 1 \\ \sum_{j=1}^N \alpha_{Nj}(\mathbf{z}) x_j &= \frac{\delta}{\kappa A} I_{cap}, \quad i = N \end{aligned} \quad (4)$$

Haciendo algunas manipulaciones algebraicas, rearrreglando el sistema en forma matricial y reagrupando algunos parámetros se obtiene el modelo en espacio de estados con cinco parámetros.

2.3 Modelo en espacio de estados El modelo en caja gris

que se propone tiene la forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}' &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u} \end{aligned} \quad (5)$$

donde:

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \frac{p_1}{p_2^2} \left[\beta_{int} + \frac{\mathbf{F}}{\mathbf{E}} \right], \quad \mathbf{B} = -\frac{p_1 \mathbf{G}}{p_2 \mathbf{E}} \\ \mathbf{C} &= \frac{2(p_3 \mathbf{A}_1 + p_4 \mathbf{A}_N)}{p_3 + p_4}, \quad \mathbf{D} = \frac{2(p_2 - p_3 \mathbf{B}_1 - p_4 \mathbf{B}_N)}{p_3 + p_4} + p_5 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_1 &= \frac{\alpha(1, N) \alpha_N - \alpha(N, N) \alpha_1}{\mathbf{E}}, \quad \mathbf{B}_1 = -\frac{p_2}{\mathbf{E}} \mathbf{G}_1 \\ \mathbf{A}_N &= \frac{\alpha(N, 1) \alpha_1 - \alpha(1, 1) \alpha_N}{\mathbf{E}}, \quad \mathbf{B}_N = \frac{p_2}{\mathbf{E}} \mathbf{G}_2 \end{aligned}$$

$$\mathbf{E} = \alpha(1, 1) \alpha(N, N) - \alpha(1, N) \alpha(N, 1)$$

$$\mathbf{F} = \beta_1 \mathbf{F}_1 + \beta_N \mathbf{F}_2, \quad \mathbf{G} = \beta_N \mathbf{G}_2 - \beta_1 \mathbf{G}_1$$

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_1 &= \alpha(1, N) \alpha_N - \alpha(N, N) \alpha_1, \quad \mathbf{F}_2 = \alpha(N, 1) \alpha_1 - \alpha(1, 1) \alpha_N \\ \mathbf{G}_1 &= \frac{\alpha(1, N)}{p_3} + \frac{\alpha(N, N)}{p_4}, \quad \mathbf{G}_2 = \frac{\alpha(1, 1)}{p_3} + \frac{\alpha(N, 1)}{p_4} \end{aligned}$$

donde x es el vector de estados (η_p); y es el vector de salidas (V_{cap}); u es la entrada (I_{cap}); $\mathbf{P} = [p_1 p_2 p_3 p_4 p_5]$ es el vector de parámetros a estimar. Cada ecuación del sistema representa la dinámica eléctrica del supercapacitor en la posición dada por los puntos de colocación z_i . Para el modelo de difusión eléctrica (1), $\mathbf{P}$ corresponde a $p_1 = De$, $p_2 = \delta$, $p_3 = A_t \kappa$, $p_4 = A_t \sigma$ y $p_5 = \delta_z / (A_t \kappa z)$.

En el modelo tipo caja gris (5), los parámetros ya no tienen interpretación física; sin embargo la estructura seleccionada permite aproximar adecuadamente la dinámica del sistema real, ya que es la misma estructura que la del modelo de difusión semidiscretizado.

3. MATERIALES Y METODOS

Se obtuvieron datos de carga y descarga que caracterizan el comportamiento de los Supercapacitores PowerStor, serie XB de 400 F, los cuales operan con voltaje y corriente máximos de 2.85 V y 19 A, respectivamente. Para llevar a cabo la identificación por caja gris se registraron la corriente aplicada y el voltaje en el supercapacitor. En la Fig. 1 se muestra el sistema experimental y la conexión de los equipos para la adquisición de datos de carga y descarga de un SC. Se usó una fuente de corriente Agilent E3633A, sensores de corriente ACS712, una carga eléctrica resistiva variable PSP-603, y una tarjeta de adquisición Arduino Mega 2560. El voltaje y la corriente fueron medidos en un supercapacitor a la vez. En total se usaron siete SCs en un estado de descarga completa al inicio de cada experimento. Los SCs se identificaron como SC1, SC2, SC3, SC4, SC5, SC6 y SC7. Los experimentos se llevaron a cabo estableciendo diferentes combinaciones de carga (a corriente constante o con una corriente en pulsos) y descarga (a corriente constante, con una corriente en pulsos, o en autodescarga). Se diseñaron dos series de experimentos para estimar los parámetros y cuatro series para validar la eficacia del modelo tipo caja gris con estructura en espacio de estados.

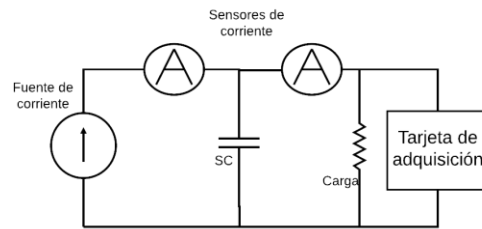


Figura 1. Circuito de conexión para adquisición de datos.

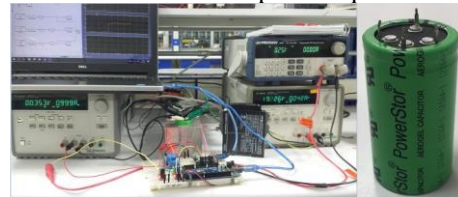


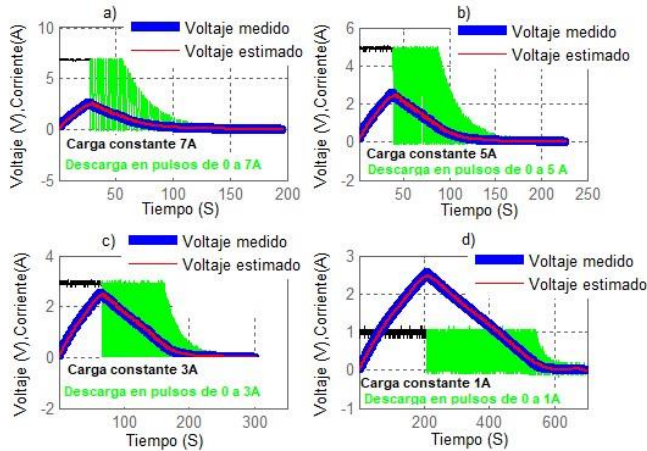
Figura 2. Experimento de carga y descarga del supercapacitor

4. RESULTADOS

4.1 Identificación del supercapacitor

La identificación se realizó en el entorno de MatLab usando el predictor de un paso entre la variable medida y la variable estimada. La estimación de parámetros se realizó minimizando la función de pérdida (o error ponderado en función del número de parámetros), aplicando secuencialmente los algoritmos de mínimos cuadrados en subespacios, Levenberg-Marquardt, Gauss-

Newton adaptable y Gradiente Descendente, hasta



encontrar un ajuste adecuado. El algoritmo de búsqueda permite variar el grado del sistema N . Para el presente estudio se seleccionó $N = 20$. Así, los puntos de colocación son:

$z_i = [0$	0.0042142	0.022087	0.053699	0.098147	0.15416	0.22011
0.29412	0.37406	0.45761	0.54239	0.62594	0.70588	0.77989
0.84584	0.90185	0.9463	0.97791	0.99579	1.0]	

Las series de experimentos 1 y 2, así como el ajuste obtenido por la identificación se muestran en las Figs. 3 y 4. Como criterio evaluar el ajuste del modelo se calculó la Raíz Cuadrada Normalizada del Error Cuadrático medio (NRMSE en inglés), definido en (6)

$$NRMSE = 100 \left(1 - \frac{\|y(t) - \hat{y}(t)\|}{\|y(t) - \bar{y}(t)\|} \right) \quad (6)$$

donde y es la variable experimental y $\hat{y}(t)$ es la variable estimada.

Figura 3. Serie 1. Voltaje medido y estimado para carga constante y descarga en pulsos. (a) SC1. (b) SC2. (c) SC3 (d) SC4.

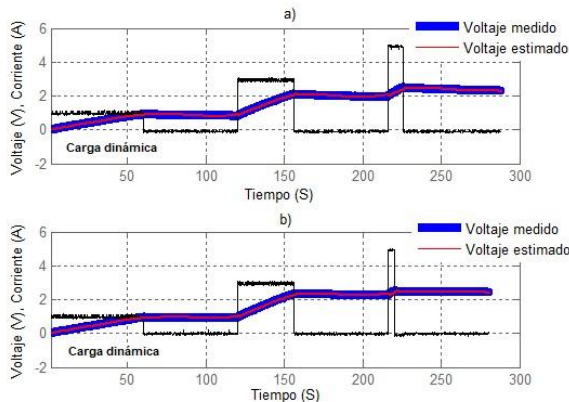
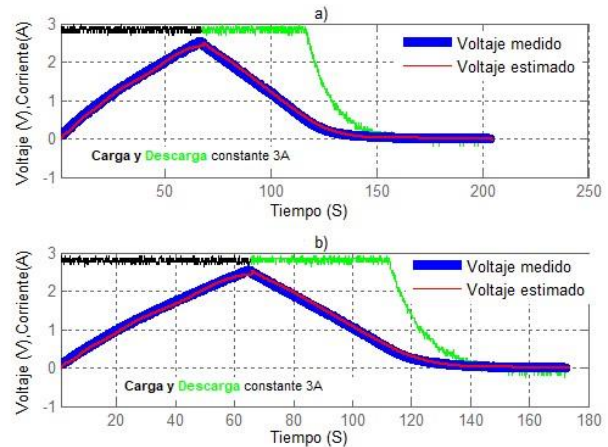


Figura 4. Serie 2. Voltaje medido y estimado para cargas de



1, 3 y 5 A durante 1, 3 y 5 min, cada cambio seguido de 5 min de autodescarga. (a) SC1. (b) SC2.

Como resultado se obtiene el modelo (5) con parámetros $P = [28.2668 \ 964.5071 \ 1790.1 \ 503.7912 \ -0.0227]$, con el cual se logra un NRMSE de 96.26% que indica una buena aproximación del comportamiento del supercapacitor.

4.2 Validación del modelo

El modelo propuesto fue validado con cuatro series de experimentos. Los datos experimentales y la estimación del voltaje de salida con el modelo identificado se muestran en las Figs. 5-8. El Cuadro 2 presenta el ajuste (NRMSE promedio) obtenido para las diferentes series de experimentos. En resumen, se logró un NRMSE promedio de 96.21%.

Figura 5. Serie 3. Voltaje medido y estimado para carga y descarga constante. (a) SC5. (b) SC1.

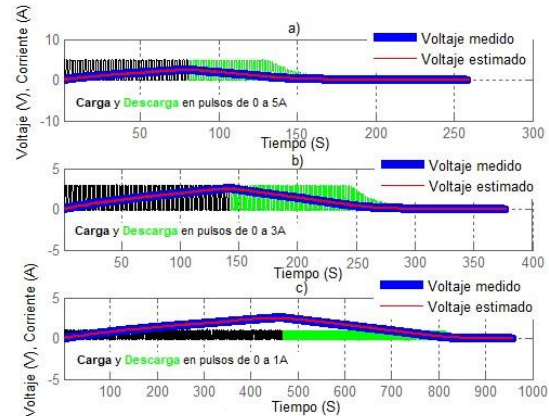


Figura 6. Serie 4. Voltaje medido y estimado para carga y descarga en pulsos. (b) SC7. (c) SC5

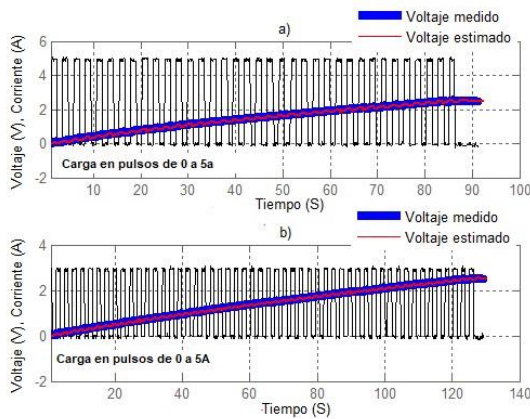


Figura 7. Serie 5. Voltaje medido y estimado para una carga en pulso. (a) SC2. (b) SC3.

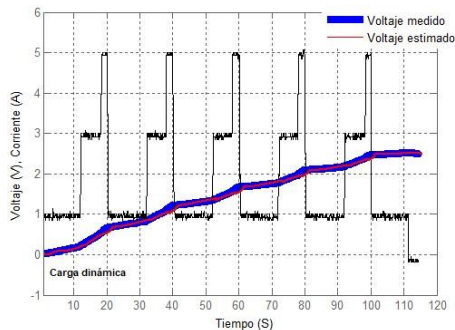


Figura 8. Serie 6. Voltaje medido y estimado para una secuencia repetitiva de carga de 1 A (1 min), 3 A (30 s) y 5 A (10 s) en el SC6.

Cuadro 2. Validación del modelo identificado.

ID Serie	NRMSE(%)	ID Serie	NRMSE(%)
SE3	97	SE5	94.92
SE4		SE6	96.58

5. CONCLUSION

Los modelos de supercapacitores basados en leyes físicas requieren parámetros normalmente no disponibles. En este estudio se usa la estructura de un modelo de difusión eléctrica en EDPs para derivar un modelo tipo caja gris con cinco parámetros. El modelo en EDPs se reduce a un sistema en espacio de estados de orden N mediante una semidiscretización por colocación ortogonal con un polinomio de Legendre de orden 20. El modelo reducido aproxima bien los datos de carga y descarga de los SCs PowerStor de la serie XB de 400 F; se obtuvo un NRMSE de identificación igual a 96.26% y un NRMSE promedio de validación igual a 96.21%. Además, el modelo identificado es adecuado para diseño de control y observadores de

estado basados en técnicas lineales. Para que el modelo matemático sea útil en aplicaciones reales es importante considerar en una segunda versión las pérdidas por la conexión de varias unidades en un banco de supercapacitores, así como el efecto de la temperatura de operación.

REFERENCIAS

- Buller, S., Thele, M., De Doncker, R.W., and Karden, E. (2005). Impedance-based simulation models of supercapacitors and li-ion batteries for power electronic applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(3), 742–747.
- Devillers, N., Jemei, S., Péra, M.C., Bienaimé, D., and Gustin, F. (2014). Review of characterization methods for supercapacitor modelling. *Journal of Power Sources*, 246, 596 – 608.
- Drummond, R., Valmorbidia, G., and Duncan, S.R. (2017). Equivalent circuits for electrochemical supercapacitor models **this work was supported in part by funding from the epsrc. *IFAC-PapersOnLine*, 50(1), 2671 – 2676. 20th IFAC World Congress.
- Ebrahimzadeh, E., Shahrak, M.N., and Bazooyar, B. (2012). Simulation of transient gas flow using the orthogonal collocation method. *Chemical Engineering Research and Design*, 90(11), 1701 – 1710.
- Finlayson, B.A. (2013). *The method of weighted residuals and variational principles*, volume 73. SIAM.
- Parvini, Y., Siegel, J.B., Stefanopoulou, A.G., and Vahidi, A. (2016). Supercapacitor electrical and thermal modeling, identification, and validation for a wide range of temperature and power applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(3), 1574–1585.
- Ramachandran, P. and Duduković, M. (1984). Solution by triple collocation for periodic operation of heat regenerators. *Computers Chemical Engineering*, 8(6), 377 – 388.
- Rizoug, N., Bartholomeus, P., and Le Moigne, P. (2010). Modeling and characterizing supercapacitors using an online method. *IEEE transactions on industrial electronics*, 57(12), 3980–3990.
- Romero-Becerril, A. and Alvarez-Icaza, L. (2010). Reduced order dynamical model for supercapacitors. In *Electrical Engineering Computing Science and Automatic Control (CCE), 2010 7th International Conference on*, 71–76. IEEE.
- Sarwar, W., Marinescu, M., Green, N., Taylor, N., and Offer, G. (2016). Electrochemical double layer capacitor electro-thermal modelling. *Journal of Energy Storage*, 5, 10–24.
- Sedlakova, V., Sikula, J., Majzner, J., Sedlak, P., Kuparowitz, T., Buegler, B., and Vasina, P. (2015). Supercapacitor equivalent electrical circuit model based on charges

- redistribution by diffusion. *Journal of Power Sources*, 286, 58 – 65.
- Srinivasan, V. and Weidner, J.W. (1999). Mathematical modeling of electrochemical capacitors. *Journal of the Electrochemical Society*, 146(5), 1650–1658.
- Sun, G., Liu, Y., Chai, R., Mei, F., and Zhang, Y. (2018). Online model parameter identification for supercapacitor based on weighting bat algorithm. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 87, 113 – 118.
- Verbrugge, M.W. and Liu, P. (2005). Microstructural analysis and mathematical modeling of electric doublelayer supercapacitors. *Journal of the Electrochemical Society*, 152(5), D79–D87.
- Xu, D., Zhang, L., Wang, B., and Ma, G. (2018). A novel equivalent-circuit model and parameter identification method for supercapacitor performance. *Energy Procedia*, 145, 133 – 138. Renewable Energy Integration with Mini/Microgrid.
- Yu, A., Chabot, V., and Zhang, J. (2013). *Electrochemical supercapacitors for energy storage and delivery: fundamentals and applications*. CRC press.
- Zou, C., Zhang, L., Hu, X., Wang, Z., Wik, T., and Pecht, M. (2018). A review of fractional-order techniques applied to lithium-ion batteries, lead-acid batteries, and supercapacitors. *Journal of Power Sources*, 390, 286–296.

Control Predictivo Óptimo de un UAV Multirrotor basado en modelo Takagi-Sugeno

Rogelio I. Flores* Carlos D. García-Beltrán**
Guillermo Valencia***

* Tecnológico Nacional de México/CENIDET, Cuernavaca, Mor 62490 MEX
(Tel: 777 327 61 78; e-mail: rogelio.flores@cenidet.edu.mx).

** Tecnológico Nacional de México/CENIDET, Cuernavaca, Mor
62490 MEX (e-mail: cgarcia@cenidet.edu.mx)

*** Tecnológico Nacional de México/ITH, Sonora, México, (e-mail:
chinovp@gmail.com)

Resumen: En este artículo se presentan las ecuaciones que rigen la dinámica del Octorrotor X8+ de 3DRobotics, modeladas a partir de la metodología Euler-Lagrange, con el fin de obtener el modelo Takagi-Sugeno (T-S) del sistema a partir de la técnica de aproximación del sector no lineal, lo cual se utilizará para diseñar una estrategia de control predictivo óptimo modo dual (OMPC) desde el punto de vista de sistemas lineales de parámetros variantes (LPV) con restricciones. El aporte principal de este trabajo es la aplicación de la estrategia OMPC al enfoque basado en modelos difusos T-S de un UAV. Las pruebas en simulación muestran el buen funcionamiento del controlador, asegurando estabilidad global de manera óptima en el seguimiento de trayectoria de un UAV para el caso con y sin restricciones.

Keywords: Control predictivo modo dual; sistemas LPV; sistemas Takagi-Sugeno, óptimo.

1. INTRODUCCIÓN

Los multirrotos UAV (Unmanned Aerial Vehicle) son ampliamente utilizados hoy en día en muchas aplicaciones tales como tareas de seguridad y vigilancia, producción de videos para diferentes propósitos, por el público en general como un pasatiempo y por los investigadores para implementar nuevas tecnologías e ideas sobre estos dispositivos. Desde el punto de vista de la investigación se han propuesto una gran variedad de controladores lineales y no lineales con el objetivo de mejorar la estabilidad y el rendimiento de los drones multirrotor en diferentes situaciones [Lee and Kim (2014)], [Choi and Ahn (2015)] y [Cisneros et al. (2016)]. Entre las técnicas no lineales utilizadas para sintetizar las leyes de control, se ha demostrado que la llamada técnica de compensación distribuida paralela (PDC) [Wang et al. (1996)] basada en el uso de modelos difusos TS es atractiva tanto desde el punto de vista práctico como el teórico. La configuración PDC ofrece un procedimiento simple y natural para manejar los sistemas de control no lineales con la posibilidad de aplicar los conocimientos básicos de sistemas lineales y utilizar herramientas del control robusto y LPV, [Klug et al. (2015)]. Además, la eficacia del controlador LPV se ha probado en [Cisneros et al. (2016)] para el seguimiento de trayectoria de alta velocidad, donde para obtener menos submodelos sin perder información sobre la dinámica del sistema fue aplicado un modelado más simple que el expuesto en [Torres et al. (2016)], este fue el enfoque del sector no lineal

[Ohtake et al. (2003)] basado en las funciones de ponderación y pertenencia.

En lo que se refiere al control predictivo modo dual se cuenta con una restricción terminal de desigualdad, llamada región terminal. Esta estrategia fue propuesta en [Mayne and Michalska (1993)] para sistemas no lineales en tiempo continuo y sujeto a restricciones, donde se elige como región terminal un invariante positivo del sistema no lineal controlado por un controlador local, además se introdujo como variable de decisión un horizonte de predicción para garantizar la factibilidad, regulación y estabilización del sistema por el controlador local. En [Wesselowski and Fierro (2003)] se presenta un controlador predictivo modo dual para formaciones de robots autónomos no holonómicos mediante el uso de una técnica de linealización por realimentación de entrada y salida, se ha observado que los métodos de control predictivo basado en modelo (MPC) pueden tener ventajas sobre las leyes de retroalimentación de estado cuando se aplican a los robots móviles, incluida la consideración de las restricciones en las entradas o vectores de estado. Este artículo presenta un modelado T-S, una ley de control por retroalimentación de estados y una estrategia de control predictivo modo dual aplicadas a un UAV tipo X8+. En contraste con los algoritmos tradicionales, el presente método que se propone tiene una región máxima estable, un mejor rendimiento y una menor complejidad computacional; la región estable de lazo cerrado se maximiza utilizando la teoría de conjuntos invariantes

junto con las técnicas de desigualdades de matrices lineales (LMI).

2. MODELO NO LINEAL, BASADO EN LA METODOLOGÍA EULER-LAGRANGE

Las ecuaciones Euler-Lagrange (E-L) que rigen el comportamiento dinámico del sistema se muestran en la ec. (1).

$$\dot{X}(t) = f(X(t)) + g(X(t))\tau(t) \quad (1)$$

Las ecuaciones (2) y (3) representan al sistema de rotación y traslación del octorrotor, donde $\xi = [x, y, z]^T$ denotan la posición del vehículo y $[\phi, \theta, \psi]^T$ representan la orientación (ángulos de Euler), c y s indican las funciones trigonométricas coseno y seno, J_r es el momento de inercia rotacional alrededor del eje de la propela.

$$\begin{aligned} \ddot{\phi} &= \dot{\phi}\dot{\psi} \left(\frac{I_y - I_z}{I_x} \right) - \frac{J_r}{I_x} \dot{\theta} \odot_r + \frac{l}{I_x} U_2 \\ \ddot{\theta} &= \dot{\phi}\dot{\psi} \left(\frac{I_z - I_x}{I_y} \right) + \frac{J_r}{I_y} \dot{\phi} \odot_r + \frac{l}{I_y} U_3 \\ \ddot{\psi} &= \dot{\phi}\dot{\theta} \left(\frac{I_x - I_y}{I_z} \right) \frac{1}{I_z} U_4 \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \ddot{x} &= (c\psi s\theta c\phi + s\psi s\phi) \frac{1}{m} U_1 \\ \ddot{y} &= (s\psi s\theta c\phi - c\psi s\phi) \frac{1}{m} U_1 \\ \ddot{z} &= -g + (c\theta c\phi) \frac{1}{m} U_1 \end{aligned} \quad (3)$$

El vector de entradas se define como $U = [U_1, U_2, U_3, U_4]^T$

con el vector de estados $X = [x, x, \dot{x}, y, y, \dot{y}, z, z, \dot{z}, \phi, \phi, \dot{\phi}, \theta, \theta, \dot{\theta}, \psi, \psi, \dot{\psi}]^T = [X_1, X_2, X_3, X_4, X_5, X_6, X_7, X_8, X_9, X_{10}, X_{11}, X_{12}]$. Los actuadores se consideran motores de corriente directa, por lo que el cuadrado de la velocidad angular de los motores será aproximadamente proporcional al cuadrado del voltaje aplicado a cada uno de ellos. Las entradas U_1, U_2, U_3 y U_4 y el efecto giroscópico $\odot_r$, dependen del voltaje aplicado V_i , con $i = 1, 2, \dots, 4$ y se representan de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} U_1 &= \frac{b k_v^2 (V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + V_6^2 + V_7^2 + V_8^2)}{m} \\ U_2 &= \frac{b l k_v^2 (V_3^2 - V_4^2 + V_7^2 - V_8^2)}{I_x} \\ U_3 &= \frac{b l k_v^2 (V_1^2 - V_2^2 + V_5^2 - V_6^2)}{I_y} \\ U_4 &= \frac{d k_v^2 (V_1^2 + V_2^2 - V_3^2 - V_4^2 + V_5^2 + V_6^2 - V_7^2 - V_8^2)}{I_z} \\ \odot_r &= k_v (-V_1^2 - V_2^2 + V_3^2 - V_4^2 - V_5^2 - V_6^2 + V_7^2 + V_8^2) \end{aligned} \quad (4)$$

Donde b y d son factores constantes positivos de empuje y de arrastre, respectivamente, k_v es una constante de transformación para representar la proporción lineal entre el cuadrado de la velocidad de los motores con el cuadrado del voltaje aplicado. Para el subsistema de

rotación se considera que el voltaje de entrada para cada motor V_i , con $i = 1, 2, \dots, 8$, está acotado, $V_i \in [\vartheta^-, \vartheta^+]$ con $\vartheta^- = -14.8V$ y $\vartheta^+ = 16.8V$, las velocidades angulares se acotan como $\dot{\phi}, \dot{\theta}, \dot{\psi} \in [d\alpha^-, d\alpha^+]$ $d\alpha^+ = \pi/6 \text{ rad/s}$] con $d\alpha^- = -\pi/6 \text{ rad/s}$ y Tabla 1. Para los parámetros utilizados en el X8⁺

Parámetro	Valor	Unidad	Parámetro	Valor	Unidad
m	1.64	kg	I_x	44e-3	Kgm ²
g	9.81	ms ⁻²	I_y	44e-3	Kgm ²
d	0.3e-6	Nms ²	I_z	88e-3	Kgm ²
b	10e-6	Ns ²	l	0.4	m
J_r	90e-6	Kgm ²			

3. OBTENCIÓN DEL MODELO TAKAGI-SUGENO DEL OCTORROTOR X8⁺ 3DR

El modelo T-S del X8⁺ se obtiene mediante el enfoque de aproximación del sector no lineal, descrito por [Tanaka and Ohtake (2001)], considerando un sistema no lineal de la forma:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f^m(x, u)x + g^m(x, u)u \\ y &= h^m(x, u)x \end{aligned} \quad (5)$$

Donde, f^m , g^m y h^m son funciones suaves de matrices no lineales, $x \in \mathbb{R}^{n_x}$ es el vector de estados, $u \in \mathbb{R}^{n_u}$ es el vector de entradas, mientras que $y \in \mathbb{R}^{n_y}$ es el vector de la salida medida. Las variables de programación se definen

como $z_j(\cdot) \in [n1, \underline{n1}]$, con $j = 1, 2, \dots, p$. Para cada z_j , se definen dos funciones de ponderación.

$$\eta_0^j(\cdot) = \frac{\overline{n1}_j - z_j(\cdot)}{n1_j - \underline{n1}_j}; \quad \eta_1^j(\cdot) = 1 - \eta_0^j(\cdot) \quad (6)$$

Los conjuntos difusos correspondientes a (6) se definen en el dominio $[n1, \underline{n1}] \forall z_j$, y se denotan por $\overline{Z}_0^j$ y $\overline{Z}_1^j$. Las reglas difusas se construyen tal que todos los términos z_j , con $j = 1, 2, \dots, p$, son utilizados. El modelo T-S consiste en m reglas, donde $m = 2^p$ y las funciones de pertenencia se calculan como en (7).

$$\mu_i(z) = \prod_{j=1}^p \mu_{ij}(z_j)$$

Las funciones de pertenencia son normalizadas:

$$\mu_i(z) \geq 0; \quad \mu_i(z) = \sum_{i=1}^m \mu_i(z) = 1 \quad (7)$$

59

$$\eta_0^3(z_3) = \frac{d\alpha^+ - x_2(t)}{d\alpha^+ - d\alpha^-}; \eta_1^3(z_3) = 1 - \eta_0^3(z_3)$$

Regla 1 del modelo traslacional:

Then $x' = Ax + B_1u$; En este caso se tendrá'n $2^3 = 8$ reglas. A continuación se

realiza la regla con la primera función de pertenencia y su correspondiente matriz A_1 :

Regla 1 del modelo rotacional:

if z_1 es $\bar{Z}_0^1$ and z_2 es $\bar{Z}_0^2$ and z_3 es $\bar{Z}_0^3$
 $y = Cx$

Then $x' = A_1x + Bu$;

La matriz A para el submodelo 1 de rotación es la mos-(14) trada en (11) y las matrices B y C las representadas en (10).

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -4a_2k_v\vartheta^- & 0 & a_1d\alpha^- \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 4a_4k_v\vartheta^- & 0 & 0 & 0 & a_3d\alpha^- \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & a_5d\alpha^- & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

los estados x, y, z .

Con la función de pertenencia:

$$\mu_1(z) = \eta_{01}\eta_{02}\eta_{03}$$

Las reglas restantes se definen de manera similar, el modelo del octorrotor es inestable, por lo que se requiere construir un controlador, cuyo objetivo de control será la estabilización de los ángulos de Euler.

El SNL de traslación se representa de acuerdo a (5) de lo que se obtiene:

$$x' = A^m x + g^m(x_1, x_3, x_6)u + G$$

$$y = C^m x$$

Modo terminal para el comportamiento asintótico (más allá de los primeros n_c pasos)

$$\{x_{k+1} = \Phi x_k; u_k - u_{ss} = -K(x_k - x_{ss}); k > n_c\}$$

Otro de los componentes que garantiza la estabilidad del MPC es el uso de un horizonte infinito con la inclusión de la cola y el uso de este horizonte es suficiente para demostrar que la función costo J es una función de Lyapunov. Como consecuencia, la función costo para el control predictivo en modo dual constará de dos partes: $J = J_1 + J_2$;

$$n_c - 1$$

$$J_1 = \sum_{i=0}^{\infty} X_k^T X_{kT+i+1} Q X_{kT+i+1} + u_{kT+i}^T R u_{kT+i}$$

$$\infty \quad i=0$$

$$J_2 = \sum_{i=0}^m X_{kT+n_c+i+1}^T Q X_{kT+n_c+i+1} + u_{kT+n_c+i}^T R u_{kT+n_c+i}$$

$$i=0$$

La matriz B para el submodelo 1 de traslación es la mostrada en (14) y las matrices A y C son las representadas en (13).

if z_4 es $\bar{Z}_0^4$ and z_5 es $\bar{Z}_0^5$ and z_6 es $\bar{Z}_0^6$
 $y = Cx$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ T_{\alpha}^-/m \\ 0 \\ T_{\alpha}'/m \\ 0 \\ T_{\alpha}^-/m \end{bmatrix} \quad \text{son}$$

Con la función de pertenencia:

$$\mu_1(z) = \eta_{04}\eta_{05}\eta_{06}$$

(11) Las reglas restantes se definen de manera similar, el modelo de traslación es inestable, por lo que se requiere construir un controlador, cuyo objetivo de control sea el seguimiento de trayectoria óptimo de

4. DISEÑO DEL CONTROL PREDICTIVO MODO DUAL

El modo dual toma en cuenta las predicciones basadas alrededor de la implementación de un regulador arbitrario utilizando variables de desviación y compensaciones c_k . Estas predicciones se denominan comúnmente de modo dual porque hay dos dinámicas claramente distintas para los transitorios y el comportamiento asintótico:

Modo Transitorio (para los primeros n_c pasos)

$$(12) \quad \{x_{k+1} = \Phi x_k + B c_k; u_k - u_{ss} = -K(x_k - x_{ss}) + c_k\}; k \leq n_c$$

(15) La función costo del modo 1 en forma concentrada tiene la forma:

$$J_1 = \sum_{k=0}^T \underline{X}_k^T \text{diag}(Q) \underline{X}_k + \sum_{k=0}^T \underline{u}_{k-1}^T \text{diag}(R) \underline{u}_{k-1} \quad (16)$$

Donde $\rightarrow -X$, $\rightarrow -u$ están definidas en el horizonte n_c , la función costo del modo 2 se puede representar como:

$$J_2 = X_{k+n_c}^T P X_{k+n_c} \quad (17)$$

La matriz P se obtiene de la solución de la siguiente ecuación de Lyapunov.

$$\Phi^T P \Phi = P - \Phi^T Q \Phi - K^T R K \quad (18)$$

Para encontrar el controlador K_i (19), que lleve al sistema de un punto inicial x_0 a un punto de operación X , se resuelve la ecuación (18) para cada uno de los subsistemas, por lo cual, se proponen las matrices Q_i y R_i [Concha and Cipriano (1997)].

$$m$$

$$K_i = X(R_i^{-1} B_i^T P) \quad (19)$$

$$i=1$$

Es importante hacer mención que el cálculo de las ganancias de realimentación K_i , se hizo utilizando una matriz P diferente para cada subsistema, esto no garantiza la estabilidad del sistema durante el salto de un subsistema a otro en el controlador global, para ello se utiliza el teorema de Lyapunov para conjuntos difusos. Al encontrar la matriz P común a todos los subsistemas lineales se garantiza que las transiciones se harán sin pérdida de estabilidad.

Teorema 1. [Tanaka and Wang (2004)] Cuando $B_i = B; i = 1, 2, \dots, r$, el sistema de control difuso es asintóticamente estable de manera global si y sólo si, existe una matriz P común, definida positiva tal que

$$[A_i - BK_i]^T P + P[A_i - BK_i] < 0 \quad (20)$$

Para el desarrollo de las predicciones en lazo cerrado se parte de un sistema representado en tiempo discreto. El control predictivo óptimo se basa en el control predictivo modo dual, pero en este caso, en lugar de tener una función costo de la forma (16), el sistema se estabilizará al origen, por lo que para poder realizar la regulación a una referencia deseada será necesario el cálculo del estado estable del sistema (ss), y de una ley de control estabilizante predictiva óptima [Rossiter (2003)].

La ecuación de predicción de estados de manera compacta se define como:

$$\rightarrow X_k = P_{cl}X_k + H_c \rightarrow -C_k + P_{rx}r_k \quad (21)$$

Las predicciones de salida se obtienen mediante:

$$\rightarrow y_k = P_{cy}X_k + H_{cy} \rightarrow -C_k + P_{ry}r_k \quad (22)$$

Las predicciones de la entrada de control están dadas por:

$$\rightarrow u_k = P_{cu}X_k + H_{cu} \rightarrow -C_k + P_{ru}r_k \quad (23)$$

c_{k+i} son los d.o.f. disponibles en el manejo de restricciones, y son las compensaciones aplicadas a la ley de control retroalimentada.

La ecuación de predicción de los incrementos en la entrada se obtiene mediante:

$$\Delta \rightarrow u_k = P_{\Delta u} \rightarrow -u_k - P_{u_{k-1}}u_{k-1} \quad (24)$$

5. RESULTADOS DE SIMULACION

Los parámetros utilizados en esta simulación se muestran en la tabla 1. La matriz P resultante es la solución al problema de estabilidad y se muestra a continuación:

$$1.79 \ 0.17 \ 0.10 \ -0.12 \ -0.02 \ 0.01 \ P = \begin{bmatrix} 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 \\ 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 \\ 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 \\ 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 \\ 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 \\ 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\begin{bmatrix} 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 \\ 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 \\ 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 \\ 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 \\ 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 \\ 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\begin{bmatrix} 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 \\ 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 \\ 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 \\ 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 \\ 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 \\ 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 & 2.22 \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\begin{bmatrix} 0.10 & 0.18 & 2.20 & 0.23 & -0.03 & 0.02 \\ -0.12 & 0.01 & 0.23 & 0.17 & 0 & 0 \\ -0.02 & 0.02 & -0.03 & 0 & 2 & 0.03 \\ 0.01 & 0.01 & 0.02 & 0 & 0.0305 & 0.08 \end{bmatrix}$$

Los resultados obtenidos en simulación del OMPC son mostrados en las figuras siguientes. La figura 1 muestra los casos con restricciones y sin restricciones en las entradas de control, observando la línea de color rosa; se nota que siempre se satisfacen las restricciones, también en la gráfica inferior izquierda se muestra que c_k está usando valores distintos de cero para asegurarse de que se satisfacen las restricciones; es decir el controlador se encuentra actuando en el modo transitorio para los primeros n_c pasos, transcurrido cierto tiempo se retorna al modo terminal para el comportamiento asintótico. Sin embargo, en la ley de control sin restricciones que es la línea verde, se observa que la ley sin restricciones elige entradas que violan las restricciones, por tanto, esto no estaría permitido.

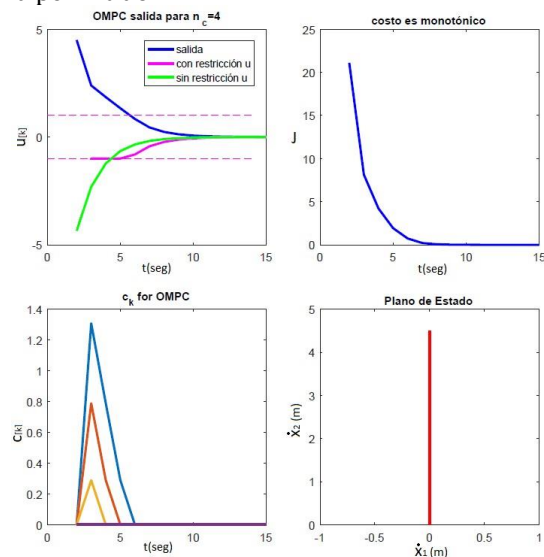


Figura 1. Restricciones modo dual, función costo, c_k y plano de estado

Para la traslación, considerando lo expuesto en la figura 1 parte superior derecha, la función costo alcanza el estado objetivo, es decir su valor es cero y la compensación c_k a pesar de las transiciones mostradas siempre regresa a cero, en la figura 2 se traza una ruta con diferentes desplazamientos en las posiciones x, y, z iniciando en cero y realizando el recorrido cumpliendo con cada objetivo asignado, se muestran movimientos ligeramente suaves durante su trayectoria, esto demuestra que si se hace el uso adecuado de horizontes infinitos, de los d.o.f del sistema, y no existe desajuste en las predicciones, entonces el algoritmo OMPC funciona correctamente.

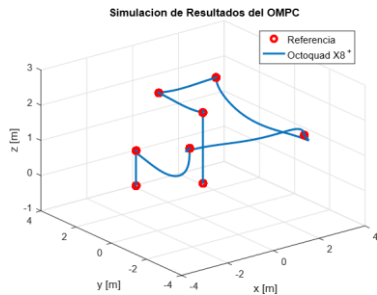


Figura 2. Posición y referencias X,Y,Z OMPC

En la simulación que se realizó del seguimiento de trayectoria en x, y, z , se asignaron valores de referencia y un horizonte de predicción (n_x) igual a 50, como se puede observar en la figura 3a dichas trayectorias llegan a las referencias, obteniéndose errores de posición diferentes de cero durante el estado transitorio pero iguales a cero al llegar al estado estacionario, como se muestra en la figura 3b, por otra parte, en lo que concierne a las acciones de control, estas se mantienen por debajo del rango propuesto para las variables difusas como se observa en la figura 3c.

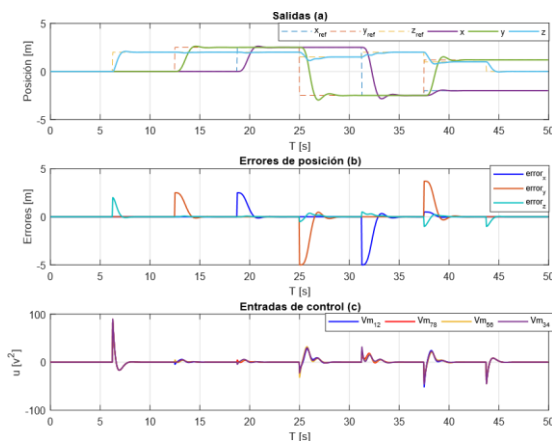


Figura 3. a) Salidas, b) Errores, c) Entradas de control

6. CONCLUSION

Este artículo presento en simulación la prueba del modelado T-S de un octorotor, se hizo un análisis de estabilidad utilizando la teoría de Lyapunov para conjuntos difusos de la que se obtuvo una matriz P común a todos los subsistemas que a su vez garantizara estabilidad asintótica de manera global y que a partir de ella se pudiera obtener una ley de control por retroalimentación de estados basado en el enfoque LQR, dando paso al diseño de la estrategia OMPC modo dual. Se comprobó que haciendo uso de los d.o.f y horizontes infinitos, no existe desajuste en las predicciones. El aporte principal de este trabajo fue el diseño de la estrategia de control predictivo modo dual para un dron octorotor modelado en T-S, la cual asegura estabilidad asintótica global de manera óptima.

7. TRABAJOS FUTUROS

Uno de los retos futuros es implementar la estrategia de control predictivo óptimo propuesta en el sistema real, con el objetivo de prescindir de un software de simulación y probar el controlador propuesto en procesadores capaces de realizar una optimización sin problemas de carga computacional, tales como, Jetson TX1 o Raspberry Pi.

REFERENCIAS

- Choi, Y.C. and Ahn, H.S. (2015). Nonlinear control of quadrotor for point tracking: Actual implementation and experimental tests. *IEEE/ASME transactions on mechatronics*, 20(3), 1179–1192.
- Cisneros, P.G., Hoffmann, C., Bartels, M., and Werner, H. (2016). Linear parameter-varying controller design for a nonlinear quad-rotor helicopter model for high speed trajectory tracking. In *American Control Conference (ACC)*, 2016, 486–491. IEEE.
- Concha, J. and Cipriano, A. (1997). A design method for stable fuzzy lqr controllers. In *Fuzzy Systems, 1997., Proceedings of the Sixth IEEE International Conference on*, volume 1, 271–276. IEEE.
- Klug, M. et al. (2015). Control of nonlinear systems using n-fuzzy models.
- Lee, H. and Kim, H.J. (2014). Robust control of a quadrotor using takagi-sugeno fuzzy model and an lmi approach. In *Control, Automation and Systems (ICCAS), 2014 14th International Conference on*, 370–374. IEEE.
- Mayne, D.Q. and Michalska, H. (1993). Adaptive receding horizon control for constrained nonlinear systems. In *Proc. 32nd IEEE Conf. Decision and Control*, 1286– 1291 vol.2. doi:10.1109/CDC.1993.325395.
- Ohtake, H., Tanaka, K., and Wang, H.O. (2003). Fuzzy modeling via sector nonlinearity concept. *Integrated Computer-Aided Engineering*, 10(4), 333–341.
- Rossiter, J.A. (2003). *Model-based predictive control: a practical approach*. CRC press.
- Tanaka, K. and Ohtake, H. (2001). Fuzzy modeling via sector nonlinearity concept. *Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers*, 37(4), 372–378.
- Tanaka, K. and Wang, H.O. (2004). *Fuzzy control systems design and analysis: a linear matrix inequality approach*. John Wiley & Sons.
- Wang, H.O., Tanaka, K., and Griffin, M.F. (1996). An approach to fuzzy control of nonlinear systems: Stability and design issues. *IEEE transactions on fuzzy systems*, 4(1), 14–23.
- Wesselowski, K. and Fierro, R. (2003). A dual-mode model predictive controller for robot formations. In *Proc. 42nd IEEE Int. Conf. Decision and Control (IEEE Cat. No.03CH37475)*, volume 4, 3615–3620 vol.4. doi: 10.1109/CDC.2003.1271709.

Progress in Efficient and Environmentally Friendly Vehicles

G NAGARAJAN

Department of Mechanical Engineering, Anna University
Chennai, India (e-mail:nagarajan1963@yahoo.com)

Abstract : Internal combustion engines have been widely used as the major power plants of an automobile for more than 110 years. From the year 1980, the automobiles are subjected to emission standards as a result of the emission of pollutants from these engines including the global warming gas, carbon dioxide. In the recent years, the emission standards have been very stringent and there has been a threat for the use of these engines in the automobile sector. Hence, advanced nations are contemplating on banning the use of internal combustion engines in automobiles starting from 2030 forcing the auto makers to go for alternative power plants. In this paper the features of the present-day automobile power plants, improvements in the existing plants and future power plants are discussed.

Keywords: Engine, Electronic Control Units, Feedback, Sensor, Actuator

1. INTRODUCTION

—

The automobile sector has been propelled by the technology advancement leading to creativity and innovation. The three keywords in the automotive development are smart, safe and sustainable mobility. The automobiles have come a long way in the development starting from steam engines which gave an efficiency of 10 % to internal combustion engines giving 15 % at the time of introduction and today the modern engines give an efficiency of 35 to 45 %.

Internal combustion engines have been powering the automobiles making use of the liquid fuels namely gasoline and

diesel since that have higher calorific value, hence storage, transportation and distribution are easier. However, they emit noxious pollutants namely Carbon monoxide (CO), Unburnt hydrocarbons (UBHC), Oxides of nitrogen (NO_x) emissions and Particulate matter (PM) which are harmful to all living beings. Researchers and scientists are striving hard to reduce these pollutants by adopting different technologies to control these pollutants by both incylinder control and after treatment. The developed nations have enforced stricter legislations in controlling these pollutants and also set fuel economy standards in order to reduce the carbon dioxide emission. They are not keen on using engines any further in future, but to look

at potential alternatives namely Hybrid Electric Vehicle (HEV) and Electric Vehicle (EV).

An overview of the various technologies available for automobiles and some of the salient features of these technologies are presented.

2. CONVENTIONAL ENGINES

Both Gasoline and Diesel engines were making use of mechanical systems for controlling the quantity of fuel supplied to the engine. But stringent emission standards and call for better fuel economy have forced the engine manufacturers to switch from mechanical system to electronically controlled fuel injection system to precisely control both the quantity of the fuel as well as the timing in which the fuel is injected into the engine. In addition, the fuel is also injected at very high pressures in the order of 100 to 200 bar in Gasoline Direct Injection (GDI) system and 1000 to 2500 bar in Common Rail Direct Injection (CRDI) system. High pressure injection would result in better atomization which would cause the drops and droplets to vapourise very quickly leading to better combustion exhibiting higher fuel economy and lower CO, UBHC, NO_x and PM emissions.

Many sensors namely air flow sensor, pressure sensor, speed sensor, knock sensor, temperature sensor, crankshaft position sensor, oxygen sensor, proximity sensor, coolant temperature sensor and camshaft position sensor are employed in the modern-day engines,

Heinz Heisler (2008). The sensors would give the feedback signals to an Electronic Control Unit (ECU) for the engine operation in a closed loop mode as shown in Figure 1 to have a precise control on the fuel injection quantity and timing.



Figure 1 Closed loop operation

However even with electronically controlled systems the vehicles were not able to meet the emission standards and the vehicle manufacturers employ after treatment devices. A Three-Way Catalyst (TWC) is employed in gasoline engines which reduces CO, UBHC and NO_x simultaneously to an extent of 80 to 90 %. The Diesel engines employ Diesel Oxidation Converter (DOC) for reducing the CO and UBHC, Diesel Particulate filter (DPF) for trapping the particulate matter, Selective Catalyst Reduction (SCR) technique for reducing the NO_x emissions. In addition, Diesel engines also employ Exhaust Gas Recirculation (EGR) technique for the reduction of NO_x. In an engine only 35 % of the input will be converted into work, the remaining going out as waste. Out of this about 20 % of them are utilised in overcoming friction, driving auxiliaries like power steering, air-conditioners etc. This indicates that the energy useful energy that will be utilized from gasoline having calorific value of 34000 kJ/Litre will be only 5100 kJ/Litre.

3. ADVANCED COMBUSTION MODES

The emission standards are becoming tighter and tighter with Europe being the first in the world to introduce on road testing known as Real driving emissions (RDE) test in 2017. In RDE test, the pollutants emitted by cars while driven on the road are measured which ensures that cars deliver lower pollutants over on-road conditions. These stricter standards have made the auto industry to look for advanced combustion modes in reciprocating engines. In this context a lot of research work is in progress on Homogeneous Charge Compression Ignition (HCCI) engines and Reactivity Controlled Compression Ignition (RCCI) engines. In HCCI engines, a homogeneous charge similar to that of gasoline engine is prepared and ignition is by means of compression heat as that of a Diesel engine. Although HCCI engines have been projected to be a good alternative for the conventional engines, they have a lot of challenges like combustion phasing (control), cold starting and ringing (abnormal combustion due to very high energy release) at high load operation.

In order to overcome the drawbacks of HCCI engines, the University of Wisconsin, Madison, USA have demonstrated that two fuels having different reactivity (one fuel with low reactivity like gasoline and the other fuel with high reactivity like diesel) could be introduced into the engine in such a way that the high reactivity fuel could be injected in the intake manifold so that it

forms a homogeneous charge by the time the high reactivity fuel is introduced which would ignite and cause the already available mixture to get combusted. This engine was named as RCCI engine. This technology demonstrates that the conventional fossil fuels gasoline and diesel which are found to emit more pollutants in the conventional engines emit very low emissions in RCCI engines. This technology is in progress and may be commercialized in the near future. Although this technology may provide higher mileage but still the energy available at the wheels would be a maximum of 20 % of the fuel input which means only about 6800 kJ/Litre of energy will be effectively utilised.

4. HYBRID ELECTRIC VEHICLES

Hybrid Electric Vehicle (HEV) would be a good option for achieving good fuel economy and also to reduce the pollutants including the greenhouse gas emission. The reason for achieving high economy is due to its ability to reclaim energy that is wasted during braking called as regenerative braking. HEV employs both an engine and a motor of usually 30 to 70 kW. They are classified as parallel HEV which is powered either by an engine or an electric motor or both depending on the driving conditions, and a series HEV where an engine will drive the motor which would supply the power to drive the wheels. In this case the engine will always be operating at a constant speed driving the alternator hence it can be designed to operate at higher efficiency, Mehrdad Ehasani et al (2010). Series parallel HEVs are also in

use, where in from low to medium speeds only electric motor will be in operation. When the battery charge is low the system switches automatically to series mode of operating the engine - generator for providing power for the electric motors. When driving at high speeds the system automatically switches to parallel mode for using the engine power as well with high efficiency.

HEVs are further classified as mild hybrids and full hybrids depending on the degree of Hybridisation (DoH). The DoH is defined as the ratio between the sum of the power of all the traction motors to the sum of the power of all the traction motors and the engine power. If the DoH is 25 % it is called as mild hybrid, where in the engine do all the work and the motor only assists in power boosting. The benefit of mild hybrid system is that it saves fuel by shutting off the engine during braking or cruising. In addition, the motor also helps the engine starting automatically with improved efficiency. If the DoH is around 50 % it is called as full hybrid in which the vehicle can be propelled solely on electric motor usually at light loads and lesser acceleration. The engine will come into operation only during high power requirement. There are also Plug-in Hybrid Electric Vehicles (PHEV) which combines the engine and motor with a large rechargeable battery which can be charged with external source or by the engine-generator combination.

5. ELECTRIC VEHICLES

The best alternative power plants for automobiles are projected to be electric vehicles which are powered only by electric motors gets the energy supply from the battery. Electric vehicles have lesser number of moving parts compared to engines hence maintenance is also easier. Electric traction motors have an efficiency of about 80 to 95 % as against 35 to 40 % in the case of engines. In addition, the transmission losses will can also be reduced due to the absence of transmission system. Electric vehicles are classified into Battery Electric Vehicle (BEV) that runs only on the battery charge and Fuel Cell Electric Vehicle (FCEV) which produces electricity onboard. Fuel cell is an electrochemical device which produces electricity directly from the fuel as shown in Figure 2 with the product being only water unlike an engine where combustion releases noxious emissions.

James Larminie et al (2003)

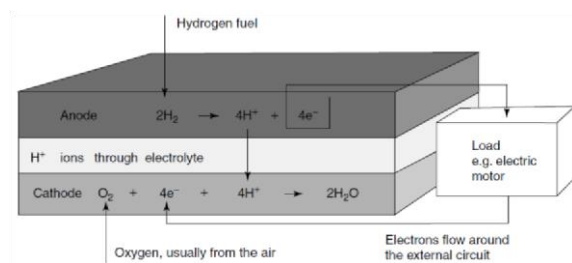


Figure 2 Fuel cell Principle

Table 1 shows the relative comparison of an automobile powered by only electric motor and only by an engine. An observation of the Table indicates that BEVs will be a good option in all operational aspects except for the initial cost which may be higher initially but with mass production the cost would come down. However the success depends on

the government's policy, financing mechanism and encouraging the people to buy such vehicles by way of providing subsidy.

Table 1. Comparison of Electric Motor and Engine Operation

	ELECTRIC MOTOR	ENGINE
Energy Supply	Power plant	OPEC
Range/ Fuelling	250 km	500 km
Charging Time	Few hours	Few minutes
Emission	No pollutants	Pollutants and CO ₂
Cost/km	1.25 cents	10 cents
Number of Moving parts	100's	1000's
Maintenance	Lesser	More
Reliability in Fuel Supply	More	Less
Initial Cost	High	Low

Although electric vehicles are attractive from the pollutants point of view, it has certain challenges like disposal of batteries, replacement of batteries, weight of batteries, storage capacity of batteries, charging time of the batteries and battery charging infrastructure. Fuel cell is projected to be a better replacement for batteries.

6. CONCLUSIONS

Electric vehicles are being projected to be the alternative to the present-day automobiles, in future. Transformation from fossil fueled car to electric car may take a longer time requiring infrastructure for charging the batteries. Hence, hybrid vehicles are convenient during the transition, but these vehicles are overloaded within the confined volume simultaneously with two different technologies. Complete electrification of all the vehicles is not possible, however countries which have more of two or three-wheeler population can go for conversion of these vehicles into electric vehicles and eventually go for electrification of the rest of the vehicles. The future automobiles will primarily be dependent on Intelligent Sensors, Intelligent Controllers, Instrumentation and actuators.

REFERENCES

- Heinz Heisler (2008), *Advanced Engine Technology*, SAE international, USA
- James Larminie and Andrew Dicks (2003) *Fuel Cell Systems Explained*, John Wiley & Sons Ltd. ,England.
- Mehrdad Ehasani, Yimin Gao and Ali Emadi (2010), *Modern Electric, Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles Fundamentals, Theory and Design*, CRC Press, USA.

Motivación

Los Sistemas de Asistencia para Conducción Basados en Visión (SAC-BV) son herramientas desarrolladas para automatizar, adaptar y mejorar sistemas vehiculares con el objetivo de reducir situaciones de riesgo, tratando de minimizar el error humano. Se propone un SAC-BV para el monitoreo del estado de alerta del conductor y la detección de obstáculos, utilizando Lógica Difusa Tipo-2 para respuestas reactivas ante situaciones de incertidumbre, como lo son escenarios de carretera en la vida real. Para la implementación del sistema se considera una plataforma embebida basada en cómputo heterogéneo.

Problemática

El SAC-BV propuesto se enfoca en detección del estado de alerta del conductor (frecuencia de bostezo y parpadeo, posición de cabeza) y obstáculos en el camino (vehículos, ciclistas, objetos desconocidos), ver Figura 1. Para el procesamiento se pretende modelar la información con el uso Lógica Difusa Tipo-2, que permita trabajar de forma reactiva según la experiencia humana presente en una serie de reglas canónicas que rigen al sistema, sin embargo, este enfoque requiere el procesamiento de una gran cantidad de operaciones, por lo cual se considera la implementación del sistema en una plataforma embebida basada en cómputo heterogéneo que permita utilizar más de un tipo de procesador para la ejecución de múltiples tareas en secuencia y paralelo.

Fig. 1: Tareas a detectar.

Propuesta de solución

Para el desarrollo del tema de tesis destacan las siguientes fases:

► Adquisición y Procesamiento de imágenes

Análisis e implementación de técnicas del Estado del Arte para la detección de regiones/objetos de interés, por ejemplo, Clasificadores en Cascada Haar (CCH) y Detección Facial de Puntos con Referencia (DFPR).



Fig. 2: Técnicas del Estado del Arte.

► Desarrollo de Controlador Difuso Tipo-2

Lógica no clásica multivaluada propuesta por Lofti Zadeh, donde se definen conjuntos difusos con intervalos de grados de pertenencia desde 0 a 1, definidos por la función 1.

$$\tilde{A} = \{(x, u), \mu_{\tilde{A}}(x, u) | \forall x \in X \quad \forall u \in U \leftarrow [0, 1]\} \quad (1)$$

Fig. 3: Diagrama de bloques de un sistemas de Lógica Difusa Tipo-2.

► Implementación en Plataforma Embebida

Migración del Sistema Difuso a la plataforma heterogénea Jetson TK1 de NVIDIA (Figura 4), la cual permite manejar numerosas tareas de diversos tamaños y niveles de prioridad en forma secuencial (CPU 4-Plus Quad-Core) y paralela (GPU Kepler).

Fig. 4: Plataforma embebida Jetson TK1 de NVIDIA.

Objetivo

Desarrollar un sistema embebido para asistencia de conducción basado en Lógica Difusa Tipo-2 y visión por computadora.

Resultados

En la fase de Adquisición y Procesamiento de Imágenes se ha trabajado con el análisis e implementación en tiempo real de las Técnicas del Estado del Arte, utilizando CCH, generando clasificadores en cascada propios y con DFPR obteniendo relaciones de aspectos para la detección de rasgos de interés, ver Figura 5.

Fig. 5: Prueba de CCH, Detección de regiones de interés del Estado del Arte

Mediante el uso de DFPR se implementó una parte del trabajo de Soukupová & Cech para la detección de parpadeo con el cálculo de la Relación de Aspecto Ocular (RAO) entre coordenadas, así mismo se trabajó con el mismo enfoque para la obtención de la Relación de Aspecto de la Boca (RAB) para la detección de bostezo, ver Figura 6.

$$RAO = \frac{||P2 - P6|| + ||p3 - p5||}{2||p1 - p4||} \quad RAB = \frac{||P2 - P6|| + ||p3 - p5||}{2||p1 - p4||} \quad (2)$$

Fig. 6: Relación de Aspecto Ocular y de Boca.

Utilizando la RAO y RAB se consiguió la detección de parpadeo y bostezo tomados en tiempo real mediante una webcam, ver Figura 7, teniendo la posibilidad para otros rasgos o gestos que ayuden a monitorear el estado de alerta del conductor.

Fig. 7: Detección de parpadeo y bostezos.

Bibliografía

- [1] Paul Viola and Michael J Jones. "Robust real-time face detection". In: International journal of computer vision 57.2 (2004), pp. 137–154.
- [2] Jerry M Mendel. Uncertain rule-based fuzzy logic systems: introduction and new directions. Prentice Hall PTR Upper Saddle River, 2001.
- [3] Kazemi, V., & Sullivan, J. (2014). One millisecond face alignment with an ensemble of regression trees. In Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (pp. 1867-1874).
- [4] Soukupová, T., & Cech, J. (2016, February). Real-time eye blink detection using facial landmarks. In 21st Computer Vision Winter Workshop.
- [5] Klette, Reinhard. (2015). Vision-based Driver Assistance Systems. 10.13140/2.1.2498.6404.

Navegación con asociación para robot explorador con visión y unidad de medición inercial

Ariel Eliezer Vazquez Dominguez
Director: Dr. José Ruiz Asencio

TecNM / Centro Nacional de Investigación y desarrollo Tecnológico
{ariel.vazquez17ca, josera}@cenidet.edu.mx

Motivación:

El reconocimiento de escenas ya visitadas permite corregir varios problemas de localización de un robot, problemas creados desde errores en los sensores, oclusión parcial o total de cámaras, hasta el problema del robot secuestrado (que es cuando un robot se cargay se lleva a otro lugar), ya que utiliza la posición anterior cuando se viola la escena.

El problema principal del reconocimiento de escenas es que la base de datos crece cada vez que se ingresa una nueva escena y con ella crecen los tiempos de consulta, partiendo de unos milisegundos hasta más de 900 milisegundos con una base de datos de 17 mil imágenes.

El proyecto que se presenta expone una alternativa a la creación de la base de datos, ya que utiliza una unidad de medición inercial (IMU) para la obtención de la orientación al momento de la captura de la imagen. Esta orientación servirá para reducir el búscado a solo los registros con la misma orientación en la base de datos.

Problemática:

Existen varias formas de reconocer una escena ya visitada, pero la más utilizada es la combinación de los algoritmos de Bag of visual words (BOVW) para la asociación y Oriented fast and rotated brief (ORB) para la detección y descripción de puntos característicos, los cuales son los algoritmos principales utilizados para la realización de este proyecto.

Objetivo:

- Investigar y evaluar algoritmos que permitan extraer y asociar características de una secuencia de imágenes proporcionada por una cámara de video, guardando estas características en una base de datos, para la implementación de un sistema que sea capaz de describir escenas y saber si ya habían sido observadas o describas con anterioridad.

Propuesta de solución :

Para la realización de este proyecto se divide en dos etapas, una que es en línea y otra que es fuera de línea (Entrenamiento). Primeramente, se crean las palabras visuales en la parte fuera de línea, cuantificando los puntos característicos extraídos de un vasto conjunto de imágenes importantes para el entrenamiento. En el proceso en línea se asocian los puntos característicos de una imagen a las palabras visuales correspondientes y de la IMU se obtiene la orientación, se consulta la base de datos relacionada a la orientación al momento de capturar la imagen y se encuentra una imagen con las mismas palabras visuales se corrige la estimación de la posición, de lo contrario, si no se encuentra, se almacena nuevos puntos, una es la ubicación en su respectiva base de datos y la otra es un índice invertido el cual facilita la consulta de las bases de datos. En la figura 1 se ejemplifica el proceso en tiempo real.

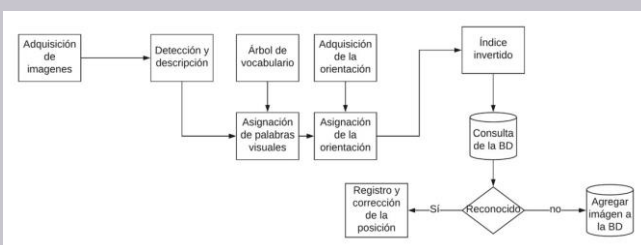
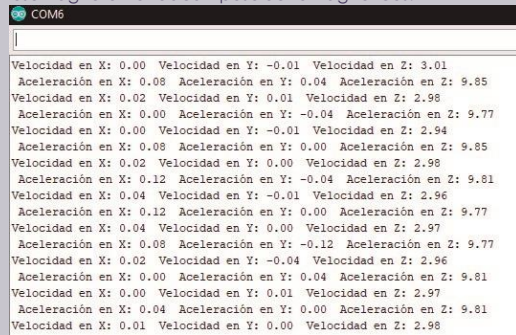


Figura 1. Diagrama de flujo del proceso en tiempo real

Experimentación:

Se ha realizado experimentación con la IMU para la obtención de la orientación y la posición, pero los datos recabados son muy erráticos debido al error acumulado por el doble integral de la aceleración, causando que estando totalmente quieto detecte un desplazamiento. Otro problema que tiene la IMU es su sensibilidad que tiene un magnetómetro a campo electromagnético.



Velocidad en X	Velocidad en Y	Velocidad en Z	Aceleración en X	Aceleración en Y	Aceleración en Z
0.00	-0.01	3.01	0.08	0.04	9.85
0.02	0.01	2.98	0.00	-0.04	9.77
0.00	-0.01	2.94	0.08	0.00	9.85
0.02	0.00	2.98	0.12	-0.04	9.81
0.04	-0.01	2.96	0.04	0.00	2.97
0.12	0.00	9.77	0.04	-0.12	9.77
0.02	-0.04	2.96	0.00	0.04	9.81
0.00	0.01	2.97	0.04	0.00	9.81
0.01	0.00	2.98			

Figura 2. Datos adquiridos de la IMU

- Se ha implementado un clasificador de imágenes aplicando el algoritmo, el cual utiliza la metodología que se muestra en la siguiente imagen.

Figura 3. (Grauman and Leibe 2011)

Trabajos futuros:

Se va a realizar la integración de la orientación obtenida por la IMU y una implementación de la BOVW pero esta vez para video en tiempo real.

Figura 4. (Williams et al. 2009)

Bibliografía:

- Gálvez-López, Dorian, and Juan D. Tardós. 2012. "Bags of Binary Words for Fast Place Recognition in Image Sequences." IEEE Transactions on Robotics 28(5): 1188–97.
- Grauman, Kristen, and Bastian Leibe. 2011. "Visual Object Recognition." Synthesis Lectures on Artificial Intelligence and Machine Learning 5(2): 1–181.
- Pacheco, Jorge Alberto Fuentes. 2014. "Detección de Cierre de Ciclos En El Problema de Localización y Mapeo Simultáneo Visual Monocular Presentada." Tesis doctorado CENIDET.
- Williams, Brian et al. 2009. "A Comparison of Loop Closing Techniques in Monocular SLAM." Robotics and Autonomous Systems 57(12): 1188–97.

Re-Identificación de objetos en secuencia de imágenes

Ana Laura Galán Casiano

Director: Dr. Raúl Pinto Elías

TecNM / Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico

{ana.galan17ce,rpinto}@cenidet.edu.mx

MOTIVACIÓN

La re-identificación consiste en el seguimiento de personas u objetos entre El sistema emplea diferentes técnicas de visión artificial, lo que debe cámaras o bien en diferentes fuentes de información. Es un problema permitir re-identificar a la persona aun cuando presente cambios todavía abierto debido a la gran variabilidad de apariencia de las físicas. Se espera que sea implementado en tiempo real para los personas en las imágenes. Las oclusiones, diferencias de iluminación, sistemas de videovigilancia que requieran la re-identificación de una cambios por rotación, translación y perspectiva son variabilidades visuales persona en específico aun cuando esta persona presente cambios en que contribuyen a que la re-identificación sea un problema en los sistemas su forma de vestir o algún otro cambio físico, de monitoreo. Un sistema práctico de re-identificación requiere de varios componentes: detección de personas, extracción de características, clasificación y reconocimiento.

El sistema que se presenta expone dos importantes aspectos; detección de personas y re-identificación, estas dos fases en conjunto proporcionan un sistema completo para la re-identificación de personas, se abordan todas las etapas de la re-identificación, desde la detección de personas, pasando por la extracción de características y clasificación. Se utiliza un modelo HOG + SVM lineal pre-entrenado que se puede usar para realizar la detección de personas en imágenes y secuencias de video, método que se encuentra incorporado en OpenCV. Se usa un método de extracción de características locales SURF y ORB, así como un clasificador SVM para reconocimiento de la persona.

PROBLEMÁTICA:

La visión por computadora tiene como propósito general reproducir las habilidades humanas para ver objetos, localizarlos y reconocerlos, tarea que ha mostrado gran dificultad (Nalwa, V. S., 1994). Lo que hace al sentido visual humano especialmente difícil de emular es su asombrosa generalidad.

Actualmente en sistemas de monitoreo, recuperación de imágenes por contenido, indexado de imágenes, etc., a menudo se desea identificar un conjunto de imágenes como pertenecientes a la misma categoría o identificar un mismo objeto en diferentes fuentes de información aun cuando este objeto haya sufrido cambios en su descripción física.

Si las imágenes tienen la información de tiempo y ubicación (lugar y momento), entonces se puede establecer el recorrido de un objeto dentro del modelo espacial compuesto por diferentes puntos de observación (escenas de cámaras simultáneas) o de diferentes fuentes (información de imágenes).

OBJETIVO:

- Diseñar un sistema de visión artificial para identificar objetos(personas) en imágenes y localizar los mismos objetos en otras imágenes.

PROPUESTA DE SOLUCIÓN:

Para el logro del objetivo, lo primero que se realiza es la adquisición del Para este sistema se abordaron todas las tareas que el sistema debe banco de imágenes. En OpenCV se desarrolla el código del sistema el realizar para lograr una correcta identificación de las personas. En primer cual se utilizan métodos de detección de personas, segmentación, lugar, se presentó un método para la detección de personas, HOG. El extracción de características y clasificación, método HOG logró los mejores resultados en todas las bases de datos

De inicio, se utiliza un modelo de HOG el cual permite detectar en la utilizadas para los experimentos. Analizando los resultados de la detección imagen si se encuentra una persona; una vez detectada, el segundo de persona, se puede concluir que los métodos del estado del arte, han paso para el análisis de la imagen es la segmentación, mediante la cual logrado resultados muy importantes y las posibles mejoras relacionadas a se divide la imagen en las partes u objetos que la forman, para ello se esta tarea cada vez se vuelven más difíciles de lograr, en segundo lugar se utiliza Grabcut y se realiza el recorte de la imagen. Posteriormente, se proponen dos modelos de extracción de características : SURF y ORB, han aplica una máscara gaussiana ya que permite mejorar la calidad de la demostrado su capacidad en el área de reconocimiento de personas, se región segmentada de forma que facilite la extracción de características. propuso un conjunto de características relacionadas a los características Para la extracción de características se usan dos métodos: SURF y ORB, locales y por ultimo se propuso el método de SVM como clasificador para el por último, se emplea una SVM como clasificador para el reconocimiento reconocimiento de la persona. de la persona.

BIBLIOGRAFIA:

- 1) Ahmed, E., Jones, M., & Marks, T. K. (2015). An improved deep learning architecture for person reidentification. In proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, (pp. 3908-3916).
- 2) González, R. C., & Woods, R. E. (1996). Tratamiento digital de imágenes (Vol. 3). New York: AddisonWesley.
- 3) Huerta, H. V., Vásquez, A. C., Dueñas, A. M. H., Loayza, L. A., & Naupari, P. J. R. (2009). Reconocimiento de patrones mediante redes neuronales artificiales. Revista de Investigación de Sistemas e Informática, 6(2), 17-26.
- 4) Lin, Y., Zheng, L., Zheng, Z., Wu, Y., & Yang, Y. (2017). Improving person re-identification by attribute and identity learning. arXiv preprint arXiv:1703.07220.
- 5) Nalwa, V. (1993). A Guided Tour to Computer Vision. Addison Wesley.
- 6) Roberto, V., Davide, B., & Rita, C. (2013). People reidentification in surveillance and forensics. ACM Computing Surveys, 1-37.

Segmentación de Árboles de Higo en Imágenes Aéreas, mediante Visión Artificial

Eduardo González Sánchez
Asesora: Dra. Andrea Magadán Salazar

{eduardo.gonzalez|7ca.magadan}@cenidet.edu.mx

MOTIVACIÓN

La agricultura ha tenido un avance significativo con la implementación de tecnología para el desarrollo, seguimiento y obtención de cultivos de mayor calidad, al hacer uso de la percepción remota, herramienta que se utiliza desde la década de los setenta.

La percepción remota es una herramienta de apoyo en la agricultura de precisión que permite a los agricultores obtener información importante de sus cultivos a través de imágenes capturadas por diversos dispositivos como vehículos aéreos no tripulados (drones), aviones o vía satélite, (González and Woods, 2002), utilizando cámaras convencionales, de alta gama o térmicas.

RESULTADOS:

Figura 1. Ejemplo de Percepción remota (Alejo, 2016).

Durante el desarrollo del trabajo se han implementado diferentes algoritmos de segmentación clásicos como k-means y mean shift en

El objetivo de este proyecto es desarrollar un sistema de visión artificial combinación con modelos de color. Actualmente, se está trabajando que localice de manera precisa (segmente) la zona correspondiente a con el algoritmo fuzzy c-means y se piensa trabajar en una red neuronal árboles de higos, en imágenes adquiridas a través de un vehículo aéreo convolucional para la segmentación de imágenes. La segmentación es no tripulado (UAV) o (drone), debido a que actualmente no existe una tarea compleja debido a que, en este caso, es afectada por el método preciso y eficiente que realice dicho proceso. contenido de las imágenes, ya que la mayoría de ellas se integran de

Este proyecto de tesis se realiza en colaboración con la Universidad zonas de tierra, hierba, rocas e incluso árboles de otro tipo; variaciones en Autónoma del Estado de Morelos (UAEM). La UAEM proporciona un la intensidad luminosa, escala, etc.

conjunto de 100 imágenes aéreas (en formato RGB) de plantaciones de

higos a campo abierto, con una dimensión de 1500 x 2000 píxeles. La figura 4 presenta, mediante una serie de imágenes, los resultados obtenidos hasta el

PROBLEMÁTICA:

elaborado a mano, por expertos de la UAEM, que es el resultado

esperado al concluir este proyecto de tesis.

La segmentación de una imagen se realiza con la finalidad de dividirla en sus partes constituyentes tales como objetos o regiones de interés.

En la figura 2 se observa un ejemplo de segmentación, donde se tiene, a) una imagen de entrada, b) imagen pre-procesada y c) imagen con la región de interés segmentada.

Figura 2. Ejemplo de segmentación en una imagen de color (BSDS-300 Dataset).

La agricultura de precisión tiene el objetivo de generar información que

apoye al agricultor en la toma de decisiones para la fertilización, podas, riego o aclareos, para conocer el estado de salud de sus árboles, plantaciones, etc. El principal inconveniente en su implementación es la automatización del procesamiento de las imágenes adquiridas.

OBJETIVO:

Desarrollar un sistema de visión artificial que realice la segmentación de la zona correspondiente a árboles de higos, a partir del análisis de imágenes aéreas adquiridas con drones.

PROPUESTA DE SOLUCIÓN:

Imágenes segmentadas con k-means (A3 y B3) y Ground Truth (A4 y B4). Para llevar a cabo este proyecto se

desarrolla un sistema de visión

artificial que se integra de varias etapas como: a) el pre-procesamiento

de la imagen b) la segmentación correspondiente a los árboles y/o zonas 1) Alejo (2016). Tecnología LIDAR. <http://www.josealejo.com/topografia-canteras-minas-cielo-abierto-aviones-no-vegetacion>; c) implementación de descriptores para la generación

de características de textura y color; y d) un clasificador que reconozca

las regiones correspondientes a los árboles, hierba y fondo. Por ahora se

está trabajando con la plataforma de desarrollo Python, las bibliotecas

de OpenCV para la aplicación de los algoritmos de segmentación, Local

Pattern (LBP) para la extracción de características y Máquinas de

Detection under Field Conditions Using the HSV Colour Space and Morphological Operations."

Vector Soporte (MVS) para la clasificación.

Computers and Electronics in Agriculture 133: 97–107. <http://dx.doi.org/10.1016/j.compag.2016.11.021>

BIBLIOGRAFÍA:

2) Berkeley (2011). Repositorio bsds300. <http://www.eecs.berkeley.edu/Research/>

Projects/CS/vision/grouping/BSR/BSR_bsd300.tgz.

3) Gonzalez RC, Woods RE (2002) Digital image processing, 2nd edition. Prentice Hall, Upper Saddle River.

4) Hamuda, Esmael, Brian Mc Ginley, Martin Glavin, and Edward Jones, 2017. "Automatic Crop

MARCO DE SERVICIOS WEB PARA LA CONSTRUCCIÓN DE POJOS (Plain Old Java Object) Y DAOS (Data Access Object) A PARTIR DE ARCHIVOS SQL PARA DIVERSOS MANEJADORES DE BDS

Juan Carlos Soto Orduño, Juan Carlos Rojas Pérez

INTRODUCCIÓN

Son muchos los aspectos involucrados en la fase de codificación dentro de un proyecto de desarrollo de software, uno de los más relevantes es la implementación de la persistencia de datos, ya que la mayoría de las aplicaciones hoy en día hacen uso de al menos una base de datos. Hay múltiples formas de implementación de persistencia en Java, desde la codificación manual con librerías estándar JDBC hasta el uso de frameworks ORM.

PROBLEMA

Los métodos actuales para la implementación de persistencia de datos dentro de una aplicación Java presentan inconvenientes en cuanto a su uso:

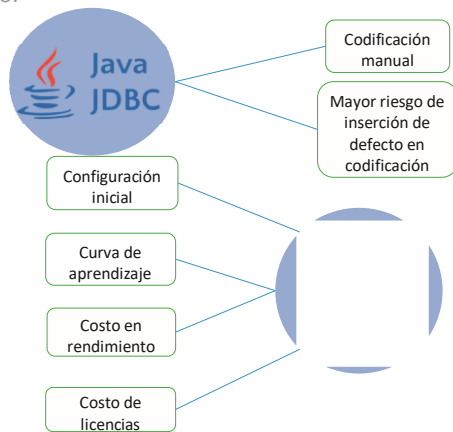


Figura 1.- Problemas asociados en el uso de cada enfoque en la construcción de una capa de acceso a datos

ALCANCES

Desarrollo de servicios web para al menos un manejador de base de datos (MySQL) que permitan la generación de POJOs y DAOs a partir de un archivo SQL (script de creación).

RESULTADOS

Prueba	BD	Número de tablas	Tipo de BD	Resultados esperados/obtenidos	
				POJOs	DAOs
1	Sakila	16	Sintética	16/16	16/16
2	World	3	Sintética	3/3	3/3
3	Aeropuerto	9	Sintética	9/9	9/9
4	Moodle	343	Real	343/343	343/343

Figura 3.- Resultados de las pruebas realizadas con 5 bases de datos.

OBJETIVOS

General

Asistir al desarrollador en el desarrollo de la capa de acceso a datos, proporcionándole automáticamente todo el código necesario para realizar operaciones CRUD.

Específicos

- Evitar codificación manual de capa de acceso a datos.
- Implementar capa de acceso a datos sin configuraciones, a través de un marco de servicios web.

PROPUESTA DE SOLUCIÓN

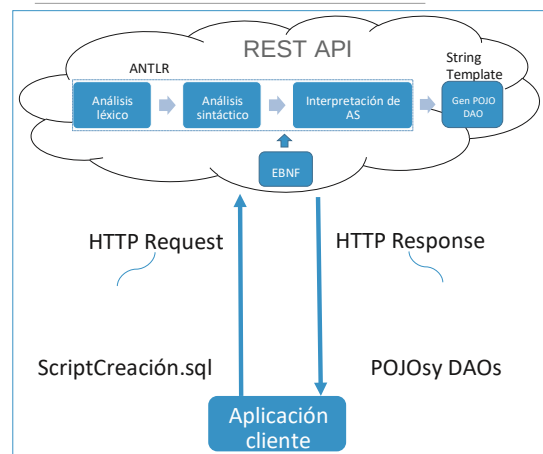


Figura 2.- Diagrama de la solución

Bibliografía

- Aguilar Labastida, A. A. (2015). *Generación de POJO (Plain Old Java Object) a partir de un esquema de base de datos*. Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico.
- Dhingra, N., Abdelmoghith, E., & Mouftah, H. T. (2017). Review on JPA Based ORM Data Persistence Framework. *International Journal of Computer Theory and Engineering*, 9(5), 318–328. <https://doi.org/10.7763/IJCTE.2017.V9.1160>
- Aho, A. V., Lam, M. S., Sethi, R., & Ullman, J. (2008). *Compiladores, principios técnicas y herramientas*.
- Torres, A., Galante, R., Pimenta, M. S., & Martins, A. J. B. (2017). Twenty years of objectrelational mapping: A survey on patterns, solutions, and their implications on application design. *Information and Software Technology*, 82, 1–18. <https://doi.org/10.1016/j.infsof.2016.09.009>

Mejoramiento de Imágenes Luminosas utilizando el Modelo de Intersección Cortical

Kevin S. Aguilar Domínguez
Asesor: Dr. Manuel Mejía Lavalle

TecNM/ Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
{kevin.aguilar17ca, mla valle}@cenidet.edu.mx

MOTIVACIÓN:

El uso de imágenes digitales va en aumento, sin embargo, se pueden ver afectadas por diversos factores, que degradan su calidad lo que dificulta su correcto análisis. Por ejemplo, en imágenes médicas. Las imágenes luminosas son un claro ejemplo de ello. En este trabajo se implementa una Red Neuronal Pulso-Acoplada (Pulse-Coupled Neural Network PCNN) para mejorar las imágenes luminosas, utilizando el Modelo de Intersección Cortical (Intersection Cortical Model ICM) y una Matriz de Tiempo (MT) para modificar el valor de los píxeles y conseguir una imagen de mejor calidad en menor tiempo.

PROBLEMÁTICA:

La calidad de una imagen puede ser descrita por las siguientes características: nitidez, el contraste, el color, la claridad y los artefactos [1]. Dichas características pueden verse afectadas por muchos factores. Las imágenes muy luminosas generalmente afectan el contraste y la claridad de la imagen, ya que presentan acumulaciones de píxeles con niveles altos. Actualmente existe una gran variedad de técnicas que tratan este problema; uno de los más utilizados es la Ecuación de Histograma (EH) [2]. En este trabajo se aborda este problema utilizando una PCNN, que se basa en el modelo de Eckhorn [3]; esto es, da cierta ventaja ya que por ser biológicamente inspirada cumple de cierto modo algunas características visuales humanas, así mismo su naturaleza paralela ayuda a reducir el tiempo de procesamiento.

OBJETIVO:

Estudiar el área de las Redes Neuronales Artificiales tradicionales y los problemas típicos de las técnicas tradicionales en el mejoramiento de imágenes digitales. Implementar, experimentar y evaluar la PCNN en el dominio del mejoramiento de la calidad de imágenes digitales.

PROPUESTA DE SOLUCIÓN:

El modelo ICM, es un modelo simplificado de PCNN. La Matriz de Tiempo se define para registrar la iteración o tiempo de activación para todos las neuronas. Obteniendo así información del brillo y zonas brillantes, que son utilizadas para modificar los valores de la imagen luminosa. El diagrama de la ICM con Matriz de Tiempo es mostrado en la Fig. 1 y el diagrama de flujo que sigue el algoritmo que llamamos Modelo de Intersección Cortical con Matriz de Tiempo Luminosa (Intersection Cortical Model-Luminance Time Matrix ICM-LTM) se muestra en la Fig. 2.

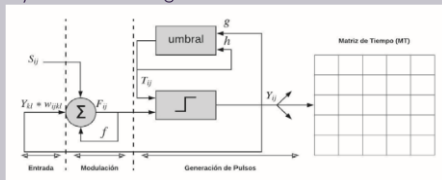


Fig. 1 Diagrama de la ICM con Matriz de Tiempo.

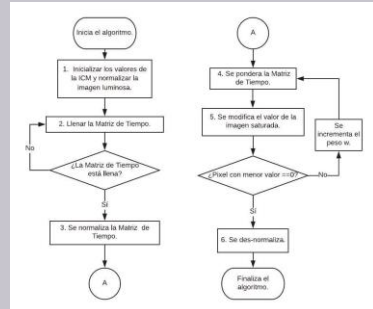


Fig. 2 Diagrama de flujo ICM-LTM.

RESULTADOS:

Se utilizaron 10 imágenes de la base de datos BSDS500 [4], a las cuales se les aplicó la técnica de desplazamiento del histograma de +20 a +140 píxeles, para saturarlas y procesarlas con el algoritmo propuesto ICM-LTM. En la Fig. 3 se muestra una imagen desplazada en +80 y el resultado obtenido con el algoritmo propuesto es mostrado en la Fig. 4.

RESULTADOS:



Fig. 3 Imagen luminosa y su histograma.



Fig. 4 Imagen procesada con ICM_LTM y su histograma.

Para evaluar los resultados obtenidos se compararon con la técnica de Ecuación de Histograma por su fácil implementación y buenos resultados. Se evaluaron los resultados utilizando las métricas C [5] (mientras más cercano a cero, mejor) y SSIM [6] (mientras más cercano a uno, mejor), utilizando la imagen original como imagen de referencia en ambas métricas.

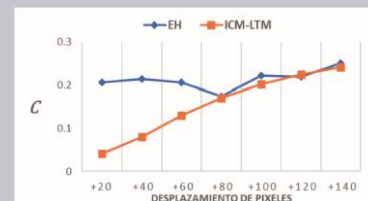


Fig. 5 Gráfica de comparación métrica C.

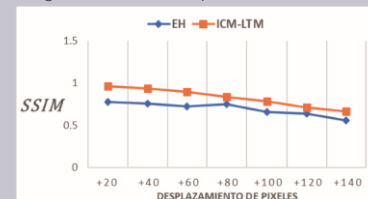


Fig. 6 Gráfica de comparación métrica SSIM.

Se observa que el algoritmo propuesto ICM-LTM en promedio entrega mejores resultados que EH considerando las métricas, reaccionando mejor en los diferentes grados de distorsión experimentados y ambas métricas indican que las mejoras en promedio son más evidentes que EH.

BIBLIOGRAFÍA:

- [1] Pedersen, M.; Bonnier, N.; Hardeberg, J. Y.; Albrechtsen, F. Attributes of image quality for color prints. *Journal of Electronic Imaging*. 2010, 19(1), 11016.
- [2] Pajares, G.; Cruz García, J.M. Ejercicios resueltos de visión por Computador, Alfaomega. Madrid, 2008.
- [3] Eckhorn, R.; Reitboeck, H. J.; Arndt, M.; Dicke, P. Feature Linking via Synchronization among Distributed Assemblies: Simulation of Results from Cat Visual Cortex. *Neural Computation*. 1990, 2(3), 293–307.
- [4] Berkeley Segmentation Data, "Benchmarks500 (BSDS500)," URL <http://www.eecs.berkeley.edu/Research/Projects/CS/vision/grouping/resources.html>, 2018.
- [5] Robledano-Arillo, J.; Moreno-Pelayo, V.; Pereira-Uzal, J. M. Aproximación experimental al uso de métricas objetivas para la estimación de calidad cromática en la digitalización de patrimonio documental gráfico. *Revista Española de Documentación Científica*. 2016, 39(2), e128.
- [6] Wang, Z.; Bovik, A. C.; Sheikh, H. R.; Simoncelli, E. P. Image quality assessment: from error visibility to structural similarity. *IEEE Transactions on Image Processing*. 2004, 13(4), 600–612.

Desarrollo e implementación de algoritmos de Súper Resolución empleando Wavelets

Luis Salvador Sánchez Montalvo
Director: Dr. Raúl Pinto Elías



TecNM / Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
{luis.montalvo17ce, rpinto}@cenidet.edu.mx



MOTIVACIÓN

Uno de los principales problemas en aplicaciones de visión artificial es utilizar imágenes con información limitada, esto debido a la baja tasa de muestreo del sensor utilizado; lo cual genera distorsión y falta de información en la adquisición de imágenes. Una entrada deseable en este tipo de aplicaciones son imágenes en alta definición para su posterior procesamiento o visualización.

En este trabajo se estima la información desconocida de una imagen para generar un aumento en su resolución. La utilización de métodos clásicos de Súper Resolución ayuda a mejorar la información de baja frecuencia (áreas lisas de la imagen), mientras que la descomposición mediante las transformadas *Wavelets* ayuda a generar una mejor estimación en los detalles de alta frecuencia (bordes de la imagen).

PROBLEMÁTICA

El proceso para recuperar información de imágenes con baja resolución es llamado reconstrucción de Súper Resolución (SR) o imágenes de Súper Resolución.

La Súper Resolución consiste en tres partes secuenciales dependientes entre sí: registro, interpolación y anti desenfoque (Rahim *et al.*, 2015).

- El registro de imagen es capaz de determinar la relación entre una serie de imágenes de entrada con baja resolución. Además, es utilizado para determinar el desplazamiento de las imágenes, en donde los píxeles que se han combinado se pueden utilizar para crear una nueva imagen compuesta.
- La interpolación aumenta la resolución a partir de una imagen de baja resolución, generando una nueva imagen. La resolución de una imagen se puede definir como el número de píxeles por unidad de superficie.
- El proceso de anti desenfoque es responsable de restaurar altas frecuencias que se ha suprimido durante el proceso de interpolación.

OBJETIVO

Implementar y evaluar técnicas de Súper Resolución que empleen *Wavelets*.

PROPUESTA DE SOLUCIÓN

La realización del proyecto comprende el estudio e implementación de técnicas clásicas de Súper Resolución basadas en interpolación, los métodos revisados fueron: Vecino más cercano, Bilineal, Bicúbica y Lanczos. Seguido de la revisión e implementación de transformadas *Wavelets* utilizadas para SR, como Transformada *Wavelet* Discreta (DWT), Transformada *Wavelet* Estacionaria (SWT), Transformada *Wavelet* Inversa (IDWT) y Transformada *Wavelet* Estacionaria Inversa (ISWT).

La combinación de las técnicas clásicas con el uso de las transformadas *Wavelets* se utiliza para generar imágenes de Súper Resolución. Los resultados fueron evaluados cuantitativamente mediante las métricas MSE, PSNR, SSIM.

RESULTADOS

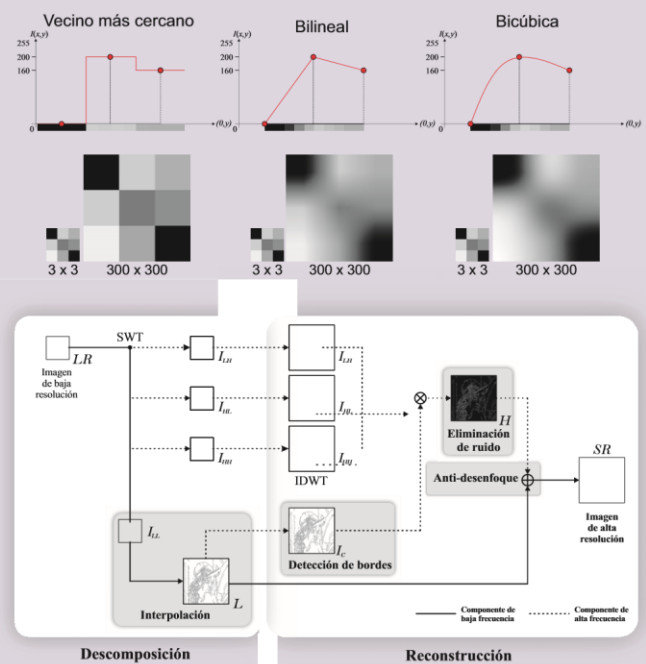


Tabla 1. Comparación cuantitativa de los métodos de Súper Resolución.

Método	Imagen de Súper Resolución	Detalles de alta frecuencia de la imagen de SR	MSE	PSNR	SSIM
SWT-IDWT			123.181	27.22 dB	0.964
SWT/Bicúbico-IDWT			37.091	32.438 dB	0.984
SWT/B-IDWT/Canny			37.065	32.441 dB	0.985

BIBLIOGRAFÍA

- Almeida, J., Guo, B., and Tian, G. Y. (2017, October). Wavelet domain based directional dictionaries for single image super-resolution. In *Imaging Systems and Techniques (IST)*, 2017 IEEE International Conference on (pp. 1-4). IEEE.
- Bhatt, U., Singh, A., Bhaduria, H. S., and Kumar, M. (2016, August). Image super resolution based on discrete and Stationary wavelet transform using Canny edge extraction and non local mean. In *Inventive Computation Technologies (ICCT)*, International Conference on (Vol. 3, pp. 1-5). IEEE.
- Chopade, P. B., and Patil, P. M. (2015, May). Image super resolution scheme based on wavelet transform and its performance analysis. In *Computing, Communication & Automation (CCCA)*, 2015 International Conference on (pp. 1160-1166). IEEE.
- Dhara, S. K., and Sen, D. (2017, November). Interpolation based on similarity in subband generation for image super resolution. In *Region 10 Conference, TENCON 2017-2017 IEEE* (pp. 360-365). IEEE.
- Lu, M., Huang, L., and Xia, Y. (2017, October). Two dimensional autoregressive modeling-based interpolation algorithms for image super-resolution: A comparison study. In *Image and Signal Processing, BioMedical Engineering and Informatics (CISP-BMEI)*, 2017 10th International Congress on (pp. 1-6). IEEE.
- Malik, S. (2008). *A wavelet tour of signal processing: the sparse way*. Academic press.
- Mokari, A., and Ahmadyfard, A. (2016). Fast single image SR via dictionary learning. *IEE Image Processing*, 11(2), 135-144.
- Pérez, J. S., Magadán, A., and Prieto, R. (2017, November). Evaluation of Classic Super-Resolution Algorithms for Magnetic Resonance Images. In *Mechatronics, Electronics and Automotive Engineering (ICMEAE)*, 2017 International Conference on (pp. 55-61). IEEE.
- Rahim, A. N., Yasuda, S. N., Najarian, R., and Nasrollahi, M. W. (2015, December). An analysis of interpolation methods for super resolution images. In *Research and Development (SCORAD)*, 2015 IEEE Student Conference on (pp. 72-77). IEEE.
- Rasti, P., Orús, O., Tamberg, G., Özcan, C., Nasrollahi, K., Moeslund, T. B., and Arbabizadeh, G. (2016, December). Improved interpolation kernels for super resolution algorithms. In *Image Processing Theory Tools and Applications (IPTA)*, 2016 6th International Conference on (pp. 1-6). IEEE.

Conectando lo discreto con lo continuo; propuesta metodológica para el cálculo de ancho de bin gráfico en el análisis estadístico de datos.

Mayra Angelica Barcenás Castro¹, Ramón Díaz de León Zapata¹, Efrén Flores García¹, Ariel Benjamín de la Rosa Zapata¹

¹ Profesores-Investigadores de la Maestría en Ingeniería en Electrónica del Instituto Tecnológico de San Luis Potosí. E-mail: mayrabarcenas0422@gmail.com

ANTECEDENTES

Un tema que ha sido de interés entre la comunidad científica es la dicotomía: continuo frente a lo discreto. De los pilares defensores sobre la idea de la continuidad se tiene a Isaac Newton y Gottfried Leibniz quienes establecieron dicho cálculo diferencial e integral debido a que las funciones conllevan continuidad en los fenómenos descritos. En este sentido una pregunta que hacía referencia Riemann fue si la continuidad siempre se aplica a cualquier fenómeno [1]. Sin embargo Benoit Mandelbrot en 1982 dijo: “*Las nubes no son esferas, las montañas no son cono, las líneas costeras no son círculos y la corteza no es lisa, tampoco lo hace el rayo viajar en línea recta*” [2]. Es decir los problemas complejos solo se pueden contestar con métodos discretos, lo que significa que la naturaleza es compleja.

En este hilo conductor las metodologías para analizar datos estadísticos resultan de interés tanto en áreas de ciencias exactas como sociales. Si bien es cierto que existen propuestas para realizar con mejor entendimiento la distribución de los datos para visualizar su comportamiento, es importante destacar que los mismo autores redactan que dependerá de los datos y el fenómeno a estudiar para obtener una interpretación fidedigna [3].

MOTIVACIÓN

El análisis de datos estadísticos ha tomado gran relevancia para la toma de decisiones; es fundamental que en las técnicas que se utilicen se logre obtener información que no refleje demasiado “*ruido*” como por ejemplo muchas modas. En este contexto desde tiempos de Silverman (1986) se han venido realizando esfuerzos por encontrar una longitud de ancho de bin optimizado, generando algoritmos de acuerdo a las necesidades que están presentes, por ejemplo programas como STATA, SPSS y Matlab por mencionar algunos. Este último Bowman y Azzalini (1997) también consideraban la necesidad de seguir fortaleciendo los algoritmos para una mejor versión de los datos. En este trabajo, se propone una metodología para el tratamiento de datos discretos, de tal forma que se pueda obtener mayor información tanto cualitativa como cuantitativa utilizando la estimación de Kernel (Ver **Figura 1**, distribución (1),(2),(3), (4)).

OBJETIVOS

- 1.- Obtener un ancho de bin personalizado para cada muestra.
- 2.- Demostrar la pérdida o ganancia de información utilizando la Teoría de Información (Entropía de Shannon).
- 3.- Validar la información usando el Test de Kolmogórov-Smirnov

PROPUESTA DE SOLUCIÓN

Para fines de este trabajo se utiliza como herramienta de visualización el histograma. Los histogramas son funciones discontinuas. La herramienta para el análisis de los datos será la estimación de Kernel que fue introducido Rosenblatt (1956) y Parzen (1962) y han recibido una considerable atención a los estimadores no paramétricos de densidad de probabilidad para series de tiempo [4], en donde resulta ser una solución para la estimación continua de un histograma. Cuando se trabaja con datos y se asume un determinado modelo estadístico, existen procedimientos para aceptar o rechazar el modelo, con cierto grado de incertidumbre; podemos recurrir a criterios lógicos o simplemente pragmáticos. Siguiendo un criterio puramente lógico, cuando se define una distancia entre los parámetros de un modelo estadístico (en este caso densidades por ejemplo) cumpliendo ciertas condiciones razonables aparece de forma natural la entropía de Shannon. En este trabajo la entropía de Shannon también será un criterio para medir la eficiencia del modelo (Ver **Tabla 1**). El test de Kolmogórov-Smirnov se utiliza como prueba no paramétrica que determina la bondad de ajuste entre la distribución con el ancho de bin propuesto en este trabajo y la distribución usando la entropía de Shannon (Ver **Tabla 2**). Para realizar el programa se utilizó Matlab y las gráficas Decolog 5.6.1 (Ver **Gráfico 1 y 2**) [7]. Cabe mencionar que esta metodología se puede reproducir en otras áreas y es de interés comparar resultados con trabajos similares. Se debe tomar en cuenta que para utilizar esta propuesta se necesita mínimo cien datos por muestra (Ver **PSEUDOCÓDIGO**).

ALCANCES

Esta metodología ha sido aceptada para continuar reforzándola en la línea de investigación “Connecting the Discrete and the Continuous: Model Generation, from Rule Models to Equational Models” con el Dr. Hector Zenil Co-líder del Laboratorio de Dinámica Algorítmica en el Instituto Karolinska en Estocolmo, Suecia [5]. La idea es que se realicen pruebas usando la Dinámica de Información Algorítmica como una aproximación computacional causal. En este contexto se pretende encontrar la probabilidad algorítmica de Solomonoff-Levin conectado con la complejidad algorítmica de Kolmogórov-Chaitin. Entre mayor sea la probabilidad algorítmica menor será la complejidad algorítmica, de este modo esta teoría permite formular nuevas predicciones a cualquier sistema, lo que implica mayor información de los datos analizados.

RESULTADOS

Suponiendo que tiene que analizar un conjunto de datos de un depósito de flujo de escombros en un área delimitada en San Luis Potosí. Dichos datos son el diámetro de las rocas. En primera instancia el geólogo pretende obtener la mayor información posible, sin embargo se visualiza que entre más pequeño es el ancho de bin, aparecen más modas, pero por otro lado se pierde información al utilizar ancho de bin de 0.5, 0.75 y 1 [6]. En la **Figura 1**, distribución (5) se observa la diferencia entre el ancho de bin que usó el geólogo y el bin propuesto en este trabajo.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Ozellin, L. C. D. S. M., Cavalcante, A. L. B., & Borges, L. P. D. F. (2012). Continuous versus discrete: a physically interpretable general rule for cellular automata by means of modular arithmetic. arXiv preprint arXiv:1206.2556.
- [2] Mandelbrot, B. B. (1982). The fractal geometry of nature (Vol. 1). New York: WH freeman.
- [3] Galindo Huerta, A. (2018). Algoritmos de clasificación para datasets desequilibrados: análisis y comparativa.
- [4] Lake, D. (2009). Nonparametric entropy estimation using kernel densities. En M. L. Johnson, & L. Brand (Eds.), Methods in Enzymology, Computer Methods, Parte B (Vol. 467, págs. 531). United States of America: Elsevier

Muestra	Número de datos	Test Kolmogórov-Smirnov del histograma con ancho de bin personalizado	Test Kolmogórov-Smirnov del histograma de densidad de Kernel con ancho de bin personalizado
M0003	281	0.0196089	0.0074954
M0004	180	0.0508785	0.0131471
M0009	303	0.0267919	0.0111684
M0011	614	0.0114390	0.0022671
M0015	309	0.0070604	0.0027111
M0018	261	0.0584591	0.0064221
M0019	440	0.0179237	0.0061904
M0024	326	0.0231141	0.0078664
M0025	259	0.0354217	0.0099706
M0032	258	0.0105814	0.0143542
M0035	267	0.0078935	0.003063
M0037	205	0.0144139	0.0022295
M0041	277	0.0147551	0.0108268
M0044	449	0.0161349	0.0021035
M0046	281	0.0095966	0.0150991
M0047	303	0.0136268	0.0129752
M0050	354	0.0139128	0.0038347
M0052	441	0.0143547	0.0071734

Figura 1.- La distribución 1 corresponde al ancho de bin de 0.25, la segunda a 0.50 la tercera a 0.75, la cuarta a 1 y la quinta se calculó con ancho de bin personalizado con un valor de 0.5240.

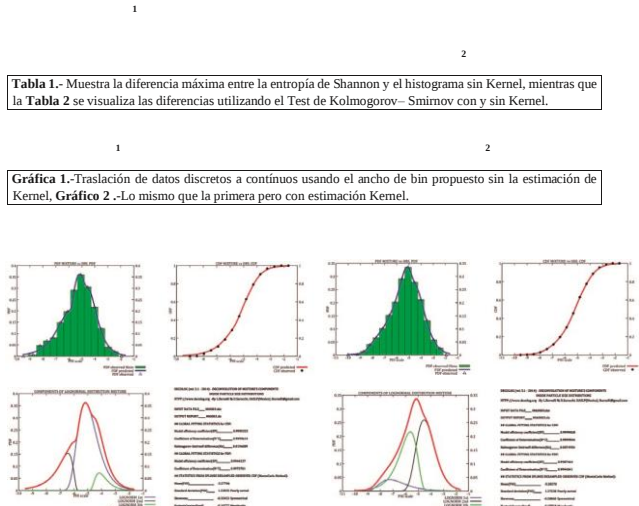
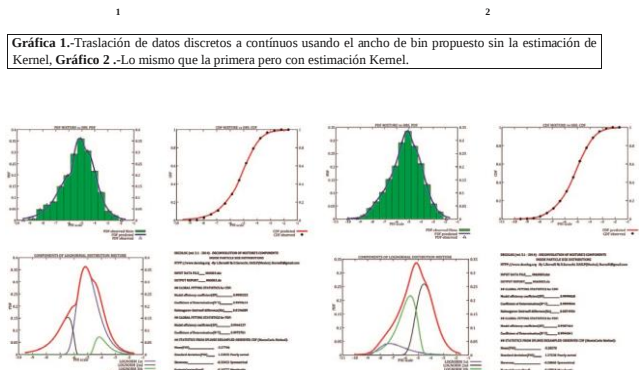


Tabla 1.- Muestra la diferencia máxima entre la entropía de Shannon y el histograma sin Kernel, mientras que la **Tabla 2** se visualiza las diferencias utilizando el Test de Kolmogorov-Smirnov con y sin Kernel.



PSEUDOCÓDIGO

```
Proceso Ancho_de_bin_personalizado
mostrar "Inserte los datos de su muestra (mínimo 100)" leer
x;
escribir "[histx,pt]=hist(x,phiminimo:[0.05:0.001:1]:phimaximo)";
escribir "[histk,r]=kdensity(x,phiminimo:[0.05:0.001:1]:phimaximo)";
escribir "histx=histx/max(histx)"; escribir "histk=histk/max(histk)";
escribir "[h,p,ks2stat]=kstest2(histx,histk)";
escribir "a(i)","Este es el valor de ancho de bin personalizado";
escribir "b(i)","Este es el valor del test de Kolmogorov-Smirnov";
escribir "[dife,ll]=min(b)","posición del vector en b"; escribir
"optphi=a(ll)","posición del vector a";
escribir "repetir a partir del paso 4 hasta el 7";
escribir "bar(pt,histx)"; escribir
"plot(pt,histk)"
FinProceso
```

Selección de variables en objetos crono-valuados

Marilú Cervantes Salgado

Director y codirectora: Dr. Raúl Pinto E. y Dra. Andrea Magadán S.

RESUMEN

La dimensión de los datos está creciendo rápidamente, lo que plantea desafíos a la gran mayoría de los algoritmos existentes de minería de aprendizaje; entre los desafíos están: la maldición de la dimensionalidad, requisitos de almacenamiento y el alto costo computacional. La selección de variables ha demostrado ser una forma efectiva y eficiente de preparar datos de alta dimensión y evitar la confusión en el proceso de aprendizaje.

El reciente surgimiento de nuevas técnicas, nuevos tipos de datos y características nos sólo hace avanzar la investigación de selección de variables existente, sino que también hace evolucionar la selección de variables de manera continua, convirtiéndose en una técnica cada vez más utilizada en diferentes aplicaciones (Li et al., 2016).

El trabajo de investigación que se describe en el presente documento es acerca de la selección de variables en conjuntos de datos con descripciones crono-valuadas para aprendizaje supervisado.

INTRODUCCIÓN

Aprendizaje de máquina y minería de datos hacen uso de técnicas de reconocimiento de patrones para lograr objetivos como clasificación y agrupamiento. Estas técnicas se dividen en aprendizaje supervisado, no supervisado y semi-supervisado. El aprendizaje supervisado clasifica nuevas entradas, dados ejemplos de entrenamiento previamente etiquetados (clases). El aprendizaje no supervisado agrupa los elementos muestrales en clases. El aprendizaje semi-supervisado usa datos que contienen etiquetas en algunos de los casos pero no en todos. Esta investigación se limita a la selección de variables para aprendizaje supervisado en donde los datos son de tipo crono-valuados.

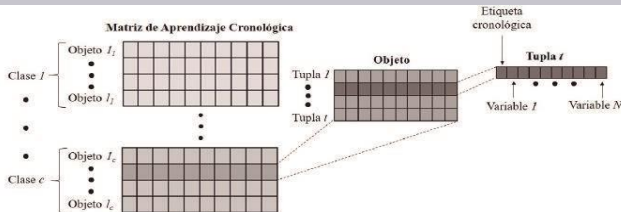


Figura 1. Ejemplo ilustrativo de datos crono-valuados (Somuano, 2016)

OBJETIVO

- Elegir un subconjunto óptimo de variables que mantenga la separabilidad entre las clases a partir de los datos originales

VENTAJAS

- Facilita la visualización de datos
- Mejora el rendimiento de la predicción
- Reduce los requisitos de almacenamiento
- Reduce el tiempo de entrenamiento

PROPUESTA DE SOLUCIÓN

Resolver la selección de variables con datos crono-valuados utilizando la herramienta matemática de redes Bayesianas dinámicas. Siendo que las redes Bayesianas modelan variables aleatorias y su (in)dependencia condicional se plantea utilizarlas para establecer las variables más representativas a la clase (aprendizaje supervisado). Las variables más representativas se pueden establecer haciendo uso de la sábanas de Markov.



Figura 2. Propuesta de solución a la selección de variables con datos crono-valuados

Redes Bayesianas: definición

Modelos Gráficos probabilísticos

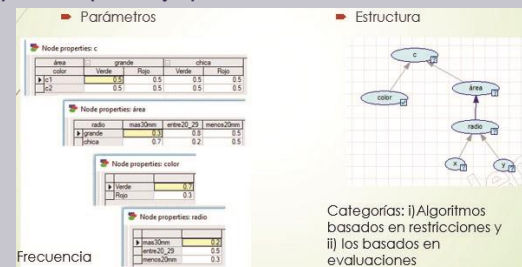
Grafos dirigidos no cíclicos DAG

Variables aleatorias

$X = \{\text{radio}, \text{área}, \text{color}, c\}$

Dependencia condicional

Redes Bayesianas: aprendizaje a partir de datos

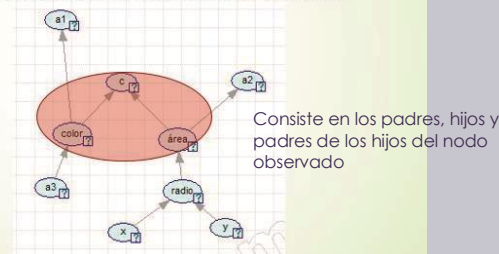


Categorías: i) Algoritmos basados en restricciones y ii) los basados en evaluaciones

Redes Bayesianas dinámicas: aprendizaje a partir de datos

Sábana de Markov

- La sábana de Markov de un nodo es el único conocimiento necesario para predecir el comportamiento de ese nodo (Pearl, 1988).



ACTIVIDADES FUTURAS

- Será necesario revisar esta metodología para definir la propuesta de solución y la metodología de trabajo.
- Pruebas y resultados
- Conclusiones
- Redacción de informe técnico y científico

REFERENCIAS

- (Somuano, 2016) Somuano, J. O. (2016) *Algoritmo para la Selección de Variables en Descripciones Crono-Valuadas*. Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico.
- (Li et al., 2016) Li, J. et al. (2016) 'Feature selection: A data perspective', *arXiv preprint arXiv:1601.07996*.
- (Pearl, 1988) Pearl, J. (1988) 'Probabilistic Reasoning in Intelligent Systems', *Morgan Kaufmann San Mateo*, p. 552. doi: 10.2307/2026705.

Algoritmo SAM-PCNN para Eficientar la Solución del Problema del Camino más Corto

Oliver Eder Espinosa Meneses
Asesor: Dr. Manuel Mejía Lavalle

© 2018, T. Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico.
{oliver.espinosa@cenidet, mjavalle@cenidet, cenidet.edu.mx}

Motivación

- La Red Neuronal Pulso Acoplada (PCNN) es adecuada para tratar el problema de la ruta más corta.
- Algunas PCNN requieren muchas iteraciones para encontrar la ruta más corta.
- El modelo *Self Adaptive Autowave Pulse-Coupled Neural Network* (SAPCNN) propone una manera de llegar a la solución en menos iteraciones.
- SAM-PCNN es un molde inspirado en SAPCNN que adapta la velocidad de onda de manera más eficiente que SAPCNN.

Problemática

- El problema de la ruta más corta en una red ponderada que consiste en encontrar las rutas de longitud más corta desde un nodo de origen hasta un nodo destino.
- La Red Neuronal Pulso Acoplada (PCNN), conocida como la tercera generación de Redes Neuronales Artificiales (RNA) se puede aplicar para resolver este tipo de problemas.
- Se han presentado diversas variantes de PCNN para resolver el problema de la ruta más corta, entre las que se encuentran:
 - AWNN** [Ma, 2011]. El diagrama del modelo se presenta en la Figura 1. La velocidad de la auto onda es constante.
 - AWNN Explicitada** [Paredes-Cano, 2018]. Velocidad constante con explicitación del conocimiento
 - SAPCNN** [Li, 2013]. Velocidad auto adaptable.
- Se propone el modelo **SAM-PCNN** el cual es un modelo modificado de PCNN que es capaz de adaptar la velocidad de onda de manera más eficiente que la SAPCNN

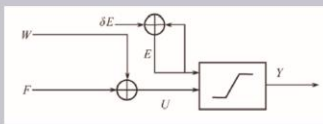
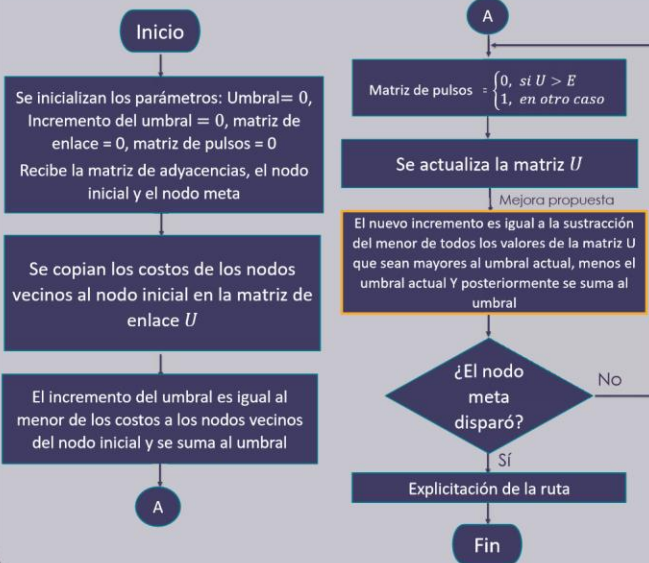


Figura 1. Diagrama de Auto Wave Neural Network

Objetivo

- Implementar, experimentar y evaluar la eficiencia de diferentes modelos de RNA de tipo Pulso-Acoplada en el dominio de la optimización de rutas.

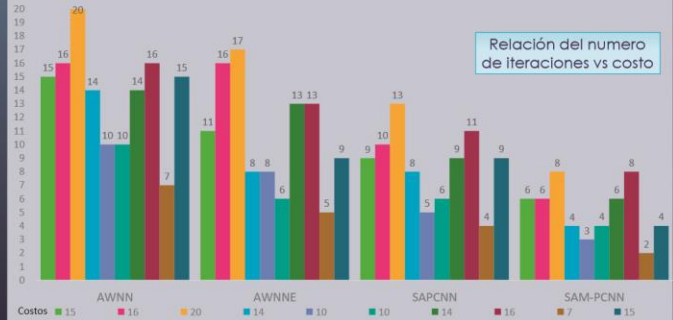
Propuesta de solución



Resultados

En el experimento 1 se calcularon 10 trayectorias diferentes dentro del grafo mostrado en la Figura 2. Los resultados se muestran en la Grafica 1 y en la Tabla 1. El modelo SAM-PCNN hizo en total 51 iteraciones contra las 84 del modelo SAPCNN, siendo SAM-PCNN un 39.28% más eficiente. Para el experimento 2 se calculan trayectorias en grafos de diferentes magnitudes y se presentan los resultados en la Grafica 2 y en la Grafica 3.

EXPERIMENTO 1: 10 nodos – 10 caminos



Grafica 1. Iteraciones de cada modelo para los 10 experimentos

Ruta	Costo	AWNN	AWNN E	SAPCNN	SAM-PCNN
1-6-10	15	15	11	9	6
2-7-10	16	16	16	10	6
3-8-10	20	20	17	13	8
4-9-10	14	14	8	8	4
5-9-10	10	10	8	5	3
6-10	10	10	6	6	4
7-10	14	14	13	9	6
8-10	16	16	13	11	8
9-10	7	7	5	4	2
10-6-1	15	15	9	9	4
Total		137	106	84	51

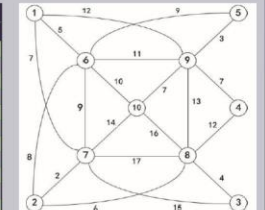


Figura 2. Grafo utilizado para el experimento 1

EXPERIMENTO 2: 30 a 500 nodos



Grafica 2. Comparativa de iteraciones del experimento 2. Grafica 3. Comparativa de tiempos de procesamiento 2.

Conclusión

- Se implementaron tres modelos de PCNN para la optimización de la ruta más corta.
- Se propuso el modelo SAM-PCNN.
- De acuerdo con los resultados del experimento 1, la mejora propuesta es hasta 39.28% más eficiente con respecto de la SAPCNN y hasta un 62.77% más eficiente que la AWNN.

Referencias

- [Li, 2013] X. Li, Y. Ma y X. Feng, «Self-adaptive autowave pulse-coupled neural network for shortest-path problem,» *Neurocomputing*, vol. 115, p. 63–71, 2013.
- [Ma, 2011] Y. Ma, K. Zhan, Z. Wang, *Applications of pulse-coupled neural networks*, Springer, 2011.
- [Paredes-Cano, 2018] J. J. Paredes-Cano, M. Mejía-Lavalle, D. Mújica y G. Reyes-Salgado, «Red Neuronal Pulsante Explicitada para el Problema del Camino más Corto,» XIV Congreso Internacional sobre Innovación y Desarrollo Tecnológico, 2018.

Marco Orientado a Objetos para la Medición de Calidad de Arquitecturas de Software

Orlando Ortiz Gutierrez, Heidi Barrera Monje, René Santaolaya Salgado.

Tabla 1.- Presentación de métricas.

	Tipo de Métrica	Nombre de la métrica
Definidas e implementadas	Herencia de Implementación	Factor de Herencia de Implementación (FHI)
		Herencia de Implementación por Jerarquía de Clases (FHIJ)
		Herencia de Implementación de una Arquitectura de Clases (FHIAC)
	Flexibilidad	Factor Medio de Flexibilidad de Arquitecturas de Clases (FMFAC)
Implementadas	Acoplamiento	Coupling Between Objects (CBO)
	Cohesión	Lack of Cohesion in Methods (LCOM*)

La medición de calidad del diseño arquitectural de software es un tópico importante para los ingenieros de software. Sin embargo, en la actualidad algunas métricas están definidas conceptualmente pero no implementadas, otras están implementadas de manera independiente y otras aún no están definidas. En este trabajo se reúne en un marco orientado a objetos la implementación de varias métricas existentes tales como cohesión y acoplamiento de clases para la medición de calidad de software orientado a objetos, además se definen conceptualmente y se implementan métricas para el cálculo de flexibilidad a nivel de clase y arquitectura, herencia de implementación a nivel de clase, de jerarquía de clases y de arquitectura de clases, las cuales aún no están definidas en el estado del arte.

ANTECEDENTES/PROBLEMÁTICA

En la actualidad existen métricas de factores de calidad de software ya definidas, pero aún persiste la carencia de definición e implementación de algunas otras. Esta carencia repercute en la identificación de código incorrecto, en el software legado, que impacta en antipatrones de diseño, impide su mejora por medio de técnicas de refactorización y de ingeniería. Asimismo, impide conocer el comportamiento de una métrica en relación al cambio de valor de otras, para determinar el valor en balance de los factores de calidad del diseño de arquitecturas orientadas a objetos.

JUSTIFICACIÓN

Existe una tendencia importante a mejorar el código legado mediante métodos de refactorización y de reingeniería (Arcelli, Cortellessa, & Di Pompeo, 2018), (Al Dallal, 2015), (Al Dallal, 2012). Para esto, es necesaria la implantación automatizada de métricas para la medición de factores de calidad que ayudan a identificar código incorrecto que requiere ser refactorizado, con el objetivo de la mejora de su calidad para efectos de mantenimiento y reuso del software.

OBJETIVO GENERAL

Apoyar herramientas de refactorización o de reingeniería para mejorar, de forma balanceada, la calidad de código legado orientado a objetos, mediante la medición de factores de calidad para la identificación de código no práctico (smell) o antipatrones.

LISTA DE SOLUCIÓN

Identificar

organizadamente en un marco para la medición de la calidad de *única responsabilidad y no-repetición*. Esta arquitectura arquitecturas orientadas a objetos, el cual puede ser extendido a garantiza el desarrollo del marco orientado a objetos con las nuevas métricas aún no definidas y que son de importancia mejores prácticas de la ingeniería de software para efectos de su especifica, mantenimiento y control de su evolución en el tiempo. Definir e implementar métricas de software para calcular el acoplamiento por herencia de implementación y la flexibilidad de clases

en arquitecturas orientadas a objetos. Implementar la métrica de cohesión y acoplamiento a nivel de clase para identificar el grado de variación de una métrica en relación a la variación de la otra, en arquitecturas orientadas a objetos. En la Tabla 1 se presentan las métricas definidas e implementadas en el marco.

RESULTADOS DE SIMULACIÓN Y/O

Para la etapa de pruebas del marco de métricas de calidad desarrollado, se utilizaron dos casos de prueba, un "marco estadístico (STS)" y el sistema "PSPCenidet (PSP)". En la Tabla 2 se muestran los resultados de las pruebas. Los resultados esperados fueron calculados manualmente y los resultados obtenidos fueron calculados automáticamente con el marco de métricas de calidad de software.

Figura 1. Arquitectura de clases.

El desarrollo del marco orientado a objetos de métricas para el cálculo de la medición de factores de calidad, se desarrolló utilizando el lenguaje *java* y el metalenguaje *ANTLR (ANother Tool for Language Recognition)*. *ANTLR* proporciona la capacidad para construir reconocedores (parsers), intérpretes, compiladores y traductores de lenguajes, a partir de las descripciones gramaticales de los mismos (las cuales contienen acciones semánticas).



Figura 1. Arquitectura de clases.

El desarrollo del marco orientado a objetos de métricas para el cálculo de la medición de factores de calidad, se desarrolló utilizando el lenguaje *java* y el metalenguaje *ANTLR (ANother Tool for Language Recognition)*. *ANTLR* proporciona la capacidad para construir reconocedores (parsers), intérpretes, compiladores y traductores de lenguajes, a partir de las descripciones gramaticales de los mismos (las cuales contienen acciones semánticas).

La arquitectura del marco orientado a objetos de métricas está organizada en subárboles. En un subárbol están las métricas de acoplamiento, en otro subárbol están las métricas de flexibilidad y en el tercer subárbol están las métricas de cohesión. Cada subárbol incluye el cálculo de las métricas con algoritmos estratégicos con comportamientos diferentes. Esto es, para que el usuario decida estratégicamente cual es el algoritmo que mejor ajuste a sus requerimientos. Por ejemplo para el cálculo de la métrica de herencia de implementación los algoritmos estratégicos son: cálculo del factor de herencia de

implementación a nivel de clase, cálculo del factor de herencia de implementación a nivel de jerarquía de clases y el cálculo del

factor de herencia de implementación a nivel de arquitectura de clases. La arquitectura del marco orientado a objetos de métricas está diseñada conforme a los principios de diseño orientado a las métricas existentes e implementadas objetos: *abierto/cerrado, inversión de dependencias, sustitución,*

ALCANCES

1. Sustentar la definición de nuevas métricas en la teoría de la medición.
2. Desarrollar un marco orientado a objetos que automatice el cálculo de las métricas implementadas.
3. El marco está desarrollado para el cálculo de métricas de código legado escrito en lenguaje *java*.
4. Hasta el momento el marco únicamente implementa las métricas FHI, FHIJ, FHIAC, FFC, FMFAC, LCOM* y CBO.

Tabla 2.- Resultado de pruebas del marco de medición de métricas.

Métrica	Caso de Prueba	Nombre de Clase(s)	Resultado Esperado	Resultado Obtenido
FHI	PSP	Actividad y ActividadCotidiana	0.222...	0.222...
	STS	aStatistic y aBetas	1.0	1.0
FHIJ	PSP	EntidadPSP, Actividad y ActividadCotidiana	0.611...	0.611...
	STS	aStdFunc, aAriMean y cAriMean	0.0	0.0
FHIAC	PSP	Actividad, ActividadCotidiana, EntidadPSP y Proyecto	0.805...	0.805...
	STS	aListMgt, aBuble, cShell, cQuicksort y cBubleXY	0.0	0.0
FFC	PSP	Actividad	0.777...	0.777...
	STS	aListMgt	1.0	1.0
FMFAC	PSP	Actividad, ActividadCotidiana, EntidadPSP y Proyecto	0.194...	0.194...
	STS	aListMgt, aBuble, cShell, cQuicksort y cBubleXY	0.4	0.4
LCOM*	PSP	Actividad	2.0	2.0
	STS	cBuble	0.5	0.5
CBO	PSP	Actividad	1.0	1.0
	STS	cBuble	3.0	3.0

Como se puede observar en la Tabla 2, todas las pruebas dieron el resultado esperado. Validando que el sistema cumple con el cálculo correcto de cada una de las métricas propuestas e implementadas.

REFERENCIAS

- Al Dallal, J. (2012). Constructing models for predicting extract subclass refactoring opportunities using object-oriented quality metrics. *Information and Software Technology*, 54(10), 1125–1141. <https://doi.org/10.1016/j.infsof.2012.04.004>
- Al Dallal, J. (2015). Predicting move method refactoring opportunities in object-oriented code. *Information and Software Technology*, 58, 231–249. <https://doi.org/10.1016/j.infsof.2014.08.002>
- Arcelli, D., Cortellessa, V., & Di Pompeo, D. (2018). Performance-driven software model refactoring. *Information and Software Technology*, 95(September 2017), 366–397. <https://doi.org/10.1016/j.infsof.2017.09.006>
- Bansiya, J., & Davis, C. G. (2002). A hierarchical model for object-oriented design quality assessment. *IEEE Transactions on Software Engineering*, 28(1), 4–17. <https://doi.org/10.1109/32.979986>
- Chidamber, S. R., & Kemerer, C. F. (1994). A Metric Suite for Object Oriented Design. *IEEE Transactions on Software Engineering*, 467–493.
- Henderson-Sellers, B. (1996). Object-Oriented Metrics Measures of Complexity. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall.

Visión Artificial para Realidad Aumentada

Sergio Alejandro González Segura
Director: Dr. José Ruíz Ascencio

Centro Nacional de Investigación y desarrollo Tecnológico

{ser08c.iosera}@cenidet.edu.mx

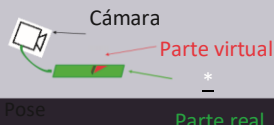
MOTIVACIÓN

En el proyecto de tesis se identificarán uno o más objetos conocidos presentes en una escena y observados con una cámara, y se calcularán sus posiciones y orientaciones en el espacio, es decir, sus poses.

Esto es importante para aplicaciones de Realidad Aumentada, localización y navegación de robots, manipulación robótica, entre otras.

Para esto es necesario construir modelos de dichos objetos, que se construyan utilizando puntos destacados.

Tanto para construir los modelos como para reconocerlos, los planos son importantes, por lo que se estudia su detección y reconstrucción.



PROBLEMÁTICA

Las imágenes contienen demasiados datos, para procesarlos más eficientemente es necesario abstraer información de ellas, estas son las características de la imagen, y entre ellas, los puntos destacados son características locales muy utilizadas por su eficiencia y facilidad de manejo, con ellos se puede realizar seguimiento entre imágenes consecutivas, y se pueden buscar en bases de datos como parte del reconocimiento de objetos.

Los modelos que se usarán requieren una reconstrucción 3D, para lo cual, es necesario seguir los puntos entre las imágenes, estimar la posición de la cámara y triangular para obtener las coordenadas 3D correspondientes.

Se necesita que el reconocimiento de objetos sea en tiempo real, por lo que es necesario utilizar algunas técnicas para mejorar la eficiencia de la búsqueda en una base de datos de modelos de objetos. En este proyecto se pretende analizar: la extracción de puntos destacados sólo donde y cuando se requiera, y restringir los objetos candidatos de acuerdo a la localización de la cámara y a objetos previamente reconocidos.

OBJETIVO:

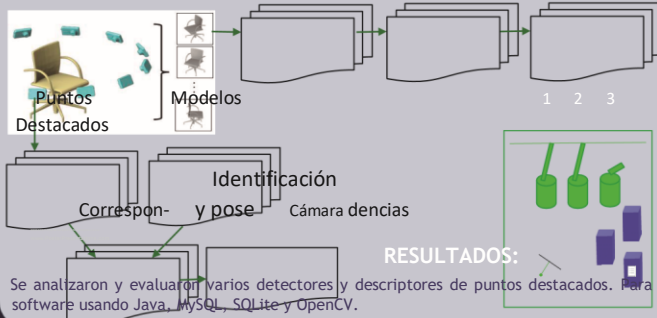
Proponer un método robusto y eficiente para reconocer y estimar la pose de objetos rígidos, tridimensionales y con textura en secuencias de imágenes bidimensionales, que funcione en dispositivos móviles, aprovechando la información de objetos previamente reconocidos en la imagen para hacer más eficiente la búsqueda.

PROPUESTA DE SOLUCIÓN:

Se usarán dos etapas entrelazadas: construir los modelos y usarlos para reconocer objetos y sus poses. Los pasos a seguir son:

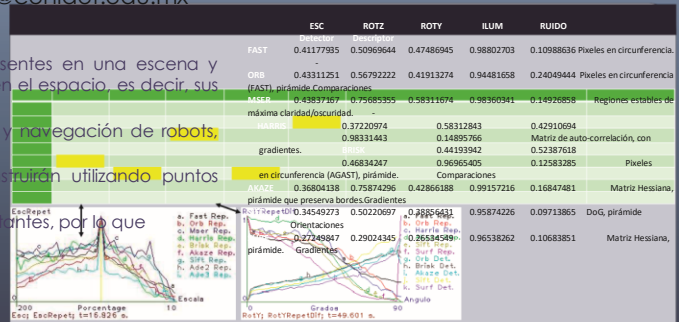
1. Estudio y selección de algoritmos para detección y descripción de puntos destacados.
2. Estudio y selección de algoritmos de seguimiento de puntos destacados.
3. Detección y reconstrucción de objetos planos.
4. Detección y reconstrucción de objetos 3D.
5. Generación de modelos.
6. Reconocimiento y estimación de pose de objetos usando sus modelos.
7. Organización de los modelos de objetos en bases de datos y en mapas.

Puntos Correspon- Modelos Destacados de las



RESULTADOS:

Se analizaron y evaluaron varios detectores y descriptores de puntos destacados. Para la evaluación se implementó un software usando Java, MySQL, SQLite y OpenCV.



Se creó un detector de puntos destacados basado en los árboles de decisión encadenados (ADE). Para su entrenamiento se implementó el algoritmo ID3 [1], que también se usó para reproducir al detector FAST, el cual utiliza un árbol de decisión.

Imagen de prueba: FAST original: FAST después de HARRIS:

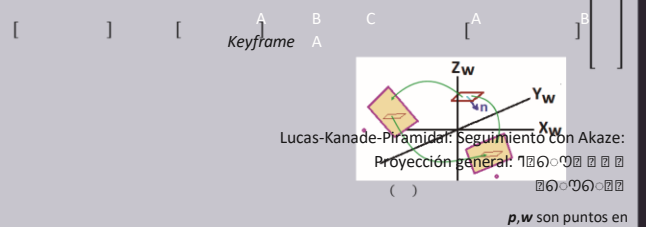
ADE, máscara de primer árbol: ADE, máscara de segundo árbol para "d": ADE: Resultado:

Se implementó el seguimiento de puntos destacados utilizando Lucas-Kanade-Pirámide [2] y comparando descriptores AKAZE.

Algoritmo de seguimiento con descriptores: Usar una imagen base A y una imagen seguida B con correspondencias con A.

Para una nueva imagen C: describir, y hacer correspondencias con los de B que tengan anterior y con los de A que no tengan siguiente. Retirar B y dejar enlazado A y C.

Si A es suficientemente diferente de B, agregar A a los Keyframes y renombrar C como A, de lo contrario, renombrar C como B.



Lucas-Kanade-Pirámide: Seguimiento con Akaze: Proyección general: p, w son puntos en

o respectivamente.

Homografía: relación proyectiva entre dos planos. Si todos los puntos w están en un plano, la proyección se puede representar con una homografía: $w = H \cdot v$

Donde w es el vector de coordenadas homogéneas de un punto en el plano imagen, v es el vector de coordenadas homogéneas de un punto en el plano objeto, H es la matriz de homografía de 3×3 que depende de la cámara y del plano. T es la matriz de transformación de 3×3 que depende de la cámara y del plano.

Detección de planos: si entre dos *keyframes* T hay una homografía, los puntos que cumplen la homografía están en un plano.

Reconstrucción: Se puede extraer la rotación y traslación (a escala) de la homografía [3], y reconstruir.

Modelo: Elegir los mejores descriptores o un representante de cada grupo.

Donde d_i es el descriptor de cada grupo.

Reconocimiento: correspondencia entre descriptores del modelo y descriptores de la imagen.

Correspondencia por similitud: Descartar fuera de

homografía:

Refinar modelo:

(espacio de descriptores)

- [1] Quinlan, J.R. (1998). Induction of decision trees. Machine Learning 1. Volume 1, Issue 1, pp 81–106.
- [2] Bouguet, J. Y. (2001). Pyramidal implementation of the affine Lucas Kanade feature tracker description of the algorithm. *Intel Corporation*, 5(1-10), 4.
- [3] Zhang, Z., Hanson, A.R. (1996). 3D Reconstruction based on homography mapping. Proc. ARPA96, pp. 1007-1012.

Wendy Valderrama Cardenas
Directora: Dra. Andrea Magadán Salazar

TecNM /Centro Nacional de Investigación y Desarrollo tecnológico

RESUMEN

El proyecto propone desarrollar un sistema de visión artificial que monitoree, en tiempo real, a los aspirantes que presentan el examen de admisión, mientras presentan dicho examen en línea; esto a través de capturas de imágenes de su cámara web. Es decir, durante este tiempo, el sistema realizará capturas del rostro de los aspirantes para verificar su identidad. Se pretende comprobar que la persona que se registró en el sistema con su credencial del Instituto Nacional Electoral (INE) para presentar el examen, es la misma que se encuentra frente a la computadora durante la ejecución del mismo.

El sistema permitirá proveer una opción adicional para garantizar la seguridad, logrando minimizar el riesgo de suplantación de identidad y reducirá la carga de supervisión manual del examen.

INTRODUCCIÓN:

A pesar de que el reconocimiento frontal de la cara ya ha alcanzado una alta precisión en bases de datos disponibles internacionalmente, el reconocimiento facial en entornos hostiles como lo son los ambientes naturales sigue siendo un problema desafiante.

La amenaza de seguridad se ha convertido en una de las mayores preocupaciones en cuestiones relacionadas con la identidad personal, donde la seguridad es susceptible de ataques y la identidad se vuelve vulnerable. Actualmente existen algoritmos efectivos de reconocimiento facial; sin embargo, varios de sus problemas permanecen sin resolver en entornos no controlados.

OBJETIVO:

- Desarrollar un sistema de visión artificial que realice el reconocimiento facial de una persona, de manera automática, para la verificación de la identidad de aspirantes a presentar examen de admisión en línea.

METODOLOGÍA:

RESULTADOS:

En este trabajo se aborda la complejidad del reconocimiento facial en entornos no controlados, en la Fig. 1 se muestran imágenes con los siguientes problemas:

- Reconocimiento facial con condiciones de iluminación variantes.
- Fondos, que pueden ser estáticos y dinámicos, es decir, con un fondo en movimiento.
- Imágenes con diferente nivel de resolución.
- Rostros con diferente pose.
- Oclusión (Gorras, lentes, maquillaje, etc.)

Fig. 1 Imágenes en entornos no controlados.

En el desarrollo del trabajo se han logrado diferentes resultados como:

- La localización del rostro dentro de la imagen.
- La normalización del rostro.
- Y su descripción mediante distancias. Para ello, primero se localizan puntos de referencia tales como esquinas de ojos, comisuras de la boca, etc. A partir del valor de sus coordenadas de estos puntos se calcula la distancia euclidia:

$$A * B \sqrt{(X_B - X_A)^2 + (Y_B - Y_A)^2}$$

En la Fig. 2 se muestra el proceso de las imágenes.



Fig. 2 Proceso del reconocimiento facial. A) Imagen de entrada, transformada a escala de grises. B) Ecuilización del histograma. C) Se localiza el rostro, se recorta y se normaliza a una dimensión de 300 x 300 ppp. D) Localización de puntos de interés.

Para mejorar la iluminación y por consiguiente el porcentaje del reconocimiento facial se utilizarán las siguientes técnicas:

- Transformada discreta del coseno.
- Modelo de retina.
- Filtro Retinex.

REFERENCIAS:

- 1) A. Munir, A. Hussain, S. A. Khan, M. Nadeem, and S. Arshid, "Illumination invariant facial expression recognition using selected merged binary patterns for real world images," Opt. 158, vol. 158, pp. 1016–1025, 2018.
- 2) Y. Cheng, L. Jiao, Y. Tong, Z. Li, Y. Hu, and X. Cao, "Directional Illumination Estimation Sets and Multi-Level Matching Metric for Illumination-Robust Face Recognition," IEEE Access, vol. 5, pp. 25835–25845, 2017.
- 3) O. E. L. Meslouhi, M. Benaddy, B. E. L. Habil, M. E. L. Ouaili, and S. Krit, "Low-Resolution Face Recognition Using Unimodal Data Fusion," in IEEE ICESM, 2017.



Inversor multinivel para aplicaciones fotovoltaicas

Tesista: Alan Zambrano Cervantes

Asesor: Dr. Jorge Hugo Calleja Gjumlich

Problemática

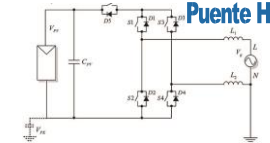
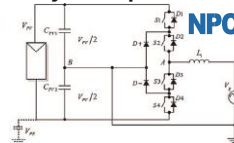
En las aplicaciones fotovoltaicas se transforma la energía solar en energía eléctrica mediante el uso de paneles solares.

Objetivo general

Analizar e implementar un inversor multinivel con alta eficiencia, que sea robusto y con bajas corrientes de fuga.

Propuesta de solución

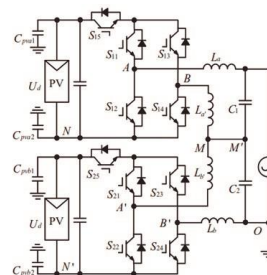
Las topologías sin transformador para aplicaciones fotovoltaicas se derivan de dos familias principales: la NPC y la de puente H.



Se seleccionó la topología H5 en cascada, la cual alcanza una eficiencia del 98% y minimiza la corriente de fuga al separar los paneles de la red El voltaje de CD a la salida de los paneles se eléctrica. Con ello se evita que aparezcan transformen en un voltaje de corriente alterna componentes de alta frecuencia en las capacitancias mediante un inversor. Debido al costo de los paneles, parásitas de los paneles.

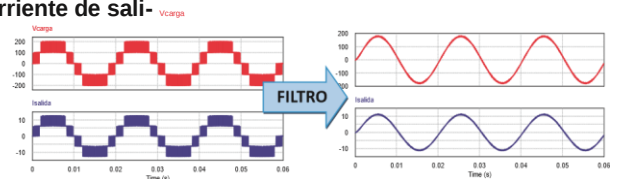
es importante maximizar la eficiencia. Se logra obtener un aumento de la eficiencia del 1 al 2 % eliminando el transformador.

Desafortunadamente, los paneles fotovoltaicos se Al ser un inversor de 5 niveles el estrés construyen en una estructura tipo sándwich los dispositivos semiconductores y se implica vidrio, un semiconductor de silicio y costo de los mismos. También, es más sencillo filtrar enmarcado por un armazón metálico con la tensión y corriente de salida- conexión a tierra. Esto provoca que aparezca una capacitancia parásita que crea un camino para la corriente de fuga.

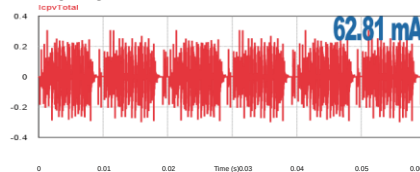


se reduce que en reduce el un plano posterior

Resultados



Se obtiene una corriente de fuga de 62.81 mA, la cual se encuentra por debajo de los 300 mA permitidos por la norma VDE 0126-1-1.



Al no haber un transformador no se tiene aislamiento galvánico y, por lo tanto, fluyen corrientes de fuga por la capacitancia parásita de los paneles fotovoltaicos.

Esto representa un riesgo para el usuario porque de fuga generada por las capacitancias parásitas de corre el peligro de sufrir una descarga eléctrica. los paneles a un nivel que no presente un riesgo para el usuario.

Referencias

- [1] G. Rizzoli, M. Mengoni, L. Zarri, A. Tani, G. Serra and D. Casadei, "Comparison of single-phase H4, H5, H6 inverters for transformerless photovoltaic applica ons," IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Florence, 2016, pp. 3038-3045.
- [2] A. Khan, Lazhar B. Brahim, A. Gastli, M. Benammar, "Review and simula on of leakage current in transformerless microinverters for PV applica ons", Renewable and Sustainable Energy Reviews, Volume 74, 2017, Pages 1240-1256.
- [3] X. Guo, X. Jia, Z. Lu and J. M. Guerrero, "Single phase cascaded H5 inverter with leakage current elimina on for transformerless photovoltaic system," 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Expositi on (APEC), Long Beach, CA, 2016, pp. 398-401.



Christian Rios Enriquez, Manuel Adam Medina, Albino Martínez Sibaja
Departamento de Ingeniería Electrónica -Tecnológico Nacional de México -CENIDET.

INTRODUCCIÓN

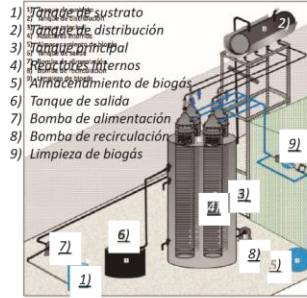


Fig. 1 Biorreactor Híbrido Lecho Fijo-Fluidizado Inverso.

OBJETIVOS

Objetivo general:

- Desarrollar un sistema de control para la producción de biogás metano.

Objetivos específicos:

- Identificar un modelo que represente la dinámica del sistema.
- Diseñar la estrategia de control.
- Validación del modelo en simulación.

PROPUESTA SOLUCIÓN

Como parte del planteamiento de base se propone el sistema expresado en (1) como la estructura general de la neurona artificial discreta utilizando regresores (fig. 3) para identificar la planta utilizando los datos que se muestran en la figura 2.

$$y_i(k) = \varphi(v(k)) \quad (1)$$

Donde:

$$v(k) = \sum_{i=1}^n \omega_{i,j}(k) u_x(k)$$

$$\varphi(v(k)) = \tanh(v(k))$$

$$u_x(k) \in \Omega^m$$

$$u_x(k) = [-y(k-1), \dots, -y(k-N), u(k), u(k-1), \dots, u(k-M), \theta_i]$$

Donde el algoritmo de aprendizaje gradiente descendente es el siguiente:

$$\omega_{i,j}(k+1) = \omega_{i,j}(k) - \eta \frac{\partial J(k)}{\partial \omega_{i,j}(k)}, \quad 0 < \eta < 1 \quad (2)$$

Donde:

$$\frac{\partial J(k)}{\partial \omega_{i,j}(k)} = \frac{\partial J(k)}{\partial e(k)} \frac{\partial e(k)}{\partial y_{sal}(k)} \frac{\partial y_{sal}(k)}{\partial u_x(k)} \frac{\partial u_x(k)}{\partial \omega_{i,j}(k)} \quad (3)$$

En la figura 5 se presenta el esquema de como se pretende solucionar la sección del objetivo de identificación del tema de investigación.

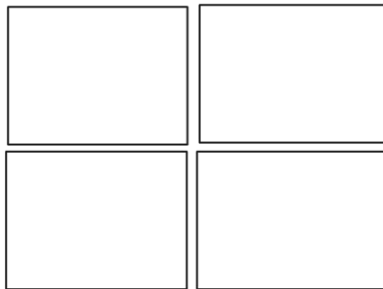


Fig. 2 Datos del Biorreactor Híbrido.

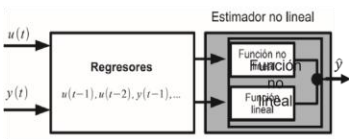


Fig. 3 Representación de la estructura con regresores usados en la red neuronal.

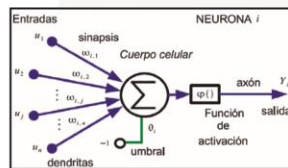


Fig. 4 Modelo de neurona McCulloch-Pitts.

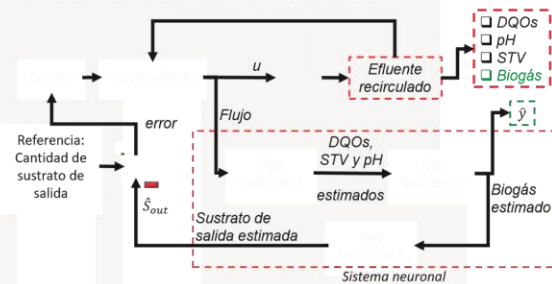


Fig. 5 Esquema de lazo cerrado propuesto para la producción de biogás metano.

CONCLUSIÓN

- El algoritmo de aprendizaje gradiente descendente de la RNA permite aproximar adecuadamente la salida deseada, sin embargo, toma demasiado tiempo llegar a los pesos sinápticos adecuados. Es indispensable que una vez encontrados los pesos sinápticos, la RNA debe compararse en paralelo con el sistema para comprobar si realmente estima la salida del sistema.
- Una vez que se compruebe que la RNA estime la salida del sistema, se empezará a diseñar el tipo de ley de control a utilizar para controlar la producción de biogás metano.

El objetivo de esta simulación es la de identificar las señales de Biogás y DQOs de salida deseadas a través de una red neuronal artificial (RNA) multicapa propuesta para este trabajo de tesis.

Como se muestra en las figuras 6 y 7 la red neuronal artificial discreta aproxima las señales deseadas a identificar.

Fig. 6 Biogás identificado usando como entrada el pH, STV y DQOs de entrada.

valor de 0.01. Lo cual logra aproximar las señales con 6000 épocas.

El agua es un recurso natural esencial, indispensable para la vida humana y el sostenimiento del medio ambiente, que, debido al rápido desarrollo económico y al uso inadecuado que se ha hecho de ella, ha sufrido un alarmante deterioro. Durante décadas, toneladas de sustancias biológicamente activas, sintetizadas para su uso en la agricultura, industria, medicina, etc., han sido vertidas al medio ambiente de forma, muchas veces, inadecuada.

En tiempos actuales la necesidad de encontrar fuentes alternas a las provenientes de hidrocarburos y fuentes fósiles se ha vuelto primaria a nivel mundial, debido a

730-737.

Arzate, J. A., Kirsten, M., Ertem, F. C., Kielhorn, E., Ramirez Malule, H., Neubauer, P., ... &

que estas serán agotadas en algún momento y tienden a ser sumamente contaminantes.

Una de estas alternativas es la obtención de biogás metano a través del proceso de digestión anaerobia, la cual se lleva a cabo en sistemas conocidos como "biorreactores". Para este caso en particular se propone el diseño de un sistema de control para un biorreactor tipo híbrido lecho fijo-fluidizado inverso, desarrollado y patentado por investigadores del Instituto Tecnológico de Orizaba.

RESULTADOS DE SIMULACIÓN

BIBLIOGRAFÍA

El 9 usado tiene un

0.01. Lo

- © Von Sperling, M., & de Lemos Chernicharo, C. A. (2017). *Biological wastewater treatment in warm climate regions* (p. 857). IWA publishing.
- © Riffat, R. (2012). *Fundamentals of wastewater treatment and engineering*. Crc Press.
- © Fuentes, M., Scenna, N. J., Aguirre, P. A., & Mussati, M. C. (2008). Hydrodynamic aspects in anaerobic fluidized bed reactor modeling. *Chemical Engineering and Processing: Process Intensification*, 47(9-10), 1530-1540.
- © Fedailaine, M., Moussi, K., Khitous, M., Abada, S., Saber, M., & Tirichine, N. (2015). Modeling of the anaerobic digestion of organic waste for biogas production. *Procedia Computer Science*, 52, Junne, S. (2017). Anaerobic Digestion Model (AM2) for the Description of Biogas Processes at Dynamic Feedstock Loading Rates. *Chemie Ingenieur Technik*, 89(5), 686-695.

Fig. 7 DQOs de salida identificado usando como entrada el Biogás.

Diseño de un esquema de diagnóstico de fallas en una turbina eólica

Tesista: Ing. Daniel Alberto Arámbula Jiménez
d.arambula18ee@cenidet.edu.mx

Asesor: Dra. Gloria L. Osorio Gordillo
gloriaosorio@cenidet.edu.mx

Objetivos

Objetivo General:

- Proponer un sistema capaz de detectar y diagnosticar fallas en una turbina eólica utilizando el enfoque Takagi-Sugeno.

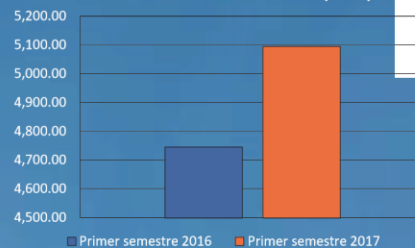
Objetivos específicos

- Establecer un modelo Takagi-Sugeno para una de las partes más críticas de una turbina eólica.
- Diseñar un sistema de diagnóstico de fallas basado en un observador generalizado.
- Validar el esquema de diagnóstico de fallas propuesto mediante simulación.

GENERACIÓN DE ENERGÍA EN MÉXICO



GENERACIÓN DE ENERGÍA EÓLICA (GWH)



Justificación

En México se generan 73,510 MW de los cuales el 79.18% se produce con recursos naturales fósiles, el 15.51% con recursos naturales renovables y el 5.31% de otras fuentes limpias.

Planteamiento del problema

El problema que se aborda en esta tesis es diseñar un esquema de diagnóstico de fallas en una turbina eólica tipo HAWT por medio del enfoque Takagi-Sugeno, este esquema brindará información sobre la presencia, localización y magnitud de una falla que podría ser de gran utilidad para la toma de decisiones de un operador.

turbina eólica tipo
HAWT con falla

Conclusión

- Se presenta un nuevo esquema de diagnóstico de fallas en sensores para la caja de cambio de velocidades en una turbina eólica.

Referencias

- Odgaard, P. F., Stoustrup, J., & Kinnaert, M. (2013). Fault-tolerant control of wind turbines: A benchmark model. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 21(4), 1168-1182.
- Lendek, Z., Guerra, T. M., Babuska, R., & De Schutter, B. (2011). *Stability analysis and nonlinear observer design using Takagi-Sugeno fuzzy models*. Springer Berlin Heidelberg.
- Verde, C., Gentil, S., & Morales-Menéndez, R. (2013). *Monitoreo y diagnóstico automático de fallas en sistemas dinámicos*. Editorial Trillas.

Modelado matemático de convertidores de un horno de inducción

Ing. David Maldonado Perrusquia
Asesor: Dr. Carlos Daniel García Beltrán
Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico

INTRODUCCIÓN

El calentamiento por inducción es una forma de calentamiento sin contacto, rápido y eficiente. Se está convirtiendo en una de las tecnologías de calentamiento preferidas en el sector industrial, doméstico y en aplicaciones médicas, esto debido a sus ventajas en comparación con las técnicas clásicas.

En el sector industrial la fundición por inducción (Figura 1), tiene ventajas tanto económicas como en los sistemas eléctricos frente a la producción con otra clase de hornos, ya que este tipo de hornos tienen consumos elevados de energía. A mediados de los 70s, se convierten en la mejor opción para fundir materiales ferrosos y en los 80s surgen unidades de alta potencia y frecuencia que demuestran mayor eficiencia y productividad.

Figura 1. Calentamiento por inducción

PROBLEMÁTICA

En este tipo de procesos es difícil poder saber cuándo fallara un capacitor, así como detectar que capacitor tiene falla. Para determinar si un dispositivo está en mal estado tiene que realizarse un mantenimiento de paro programado y realizar pruebas físicas a estos elementos. Los capacitores son de gran importancia para este proceso ya que ayudan a tener un adecuado aprovechamiento de la energía utilizada gracias a los bancos de capacitores (como se muestra en la Figura 2) que son utilizados para corregir el factor de potencia, el filtrado de armónicos y establecer un convertidor resonante.

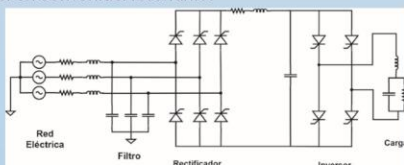


Figura 2. Diagrama eléctrico de un horno de inducción

JUSTIFICACIÓN

Para el uso racional de la energía eléctrica, es prioritaria la corrección del factor de potencia y la eliminación de armónicos mediante el uso de bancos de capacitores. El mantenimiento de los valores controlados del factor de potencia redundará en su beneficio y en la industria, ya que:

- Aumenta la vida útil de las instalaciones eléctricas
- Evitará la penalización de facturación del consumo de energía
- Reducirá pérdidas por sobrecalentamiento en líneas y elementos de distribución.

OBJETIVO

- Simular las diferentes etapas de potencia del horno de inducción aplicando fallas en capacitores para el estudio de un modelo matemático funcional que permita realizar un banco de observadores para futuros estudios de este tipo de sistemas.

PROPUESTA DE SOLUCIÓN

Para el estudio y solución de este problema se plantea la siguiente metodología:

- Estudio del modelo de los convertidores de un horno de inducción considerando armónicos y factor de potencia.
- Simular en computadora el comportamiento del sistema aplicando fallas en los capacitores de las diferentes etapas del sistema.

ALCANCE

Este trabajo está limitado al modelado y simulación del sistema de un horno de inducción. Para la obtención del modelo global se deberán considerar los efectos de los armónicos y del factor de potencia al momento de provocarse una falla en el sistema

RESULTADOS

En el desarrollo de este trabajo se ha realizado el estudio de los modelos matemáticos del rectificador trifásico y el inversor DC/AC obteniendo los modelos matemáticos y comparando las respuestas con el sistema simulado de Matlab.

$$\begin{aligned} \dot{I}_{ds} &= -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{ds} + \omega I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} V_{sd} \\ \dot{I}_{qs} &= -\omega I_{ds} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} V_{sq} \\ V_{bus,d} &= \frac{1}{C_{eq}} I_{ds} + \omega V_{bus,q} - \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} I_{dc} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\dot{V}_{bus,q} = -\omega V_{bus,d} + \frac{1}{C_{eq}} I_{qs}$$

$$\dot{I}_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_F} V_{bus,d} - \left(\frac{r_F}{L_F} + \frac{r_P}{L_F} \right) I_{dc} - \frac{1}{L_F} V_{out}$$

$$\dot{V}_{out} = \frac{1}{C_F} I_{dc} - \frac{1}{C_F} \frac{P_{CPL}}{V_{out}}$$

Para la obtención del modelo matemático (1) del rectificador se utilizó el método de transformación de Park y al obtener esta transformación se aplicaron leyes de Kirchhoff.

En la Figura 3 se muestra la señal de salida del modelo del rectificador contra la simulación realizada con ayuda de Matlab.

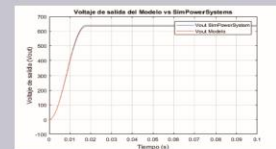


Figura 3. Respuesta de voltaje del modelo vs la simulación

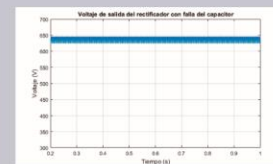


Figura 4. Salida con un capacitor con falla vs un capacitor sin falla

De igual manera se obtienen las ecuaciones (2) del rectificador analizando por partes cada convertidor. Así mismo se realizó una simulación con ayuda de del simulador Matlab y del modelo matemático para comparar sus respuestas como se muestra en la Figura 5.

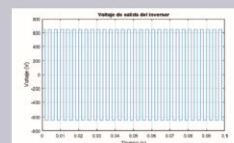


Figura 5. respuesta de voltaje del modelo vs la simulación

$$\begin{aligned} \dot{i}_L &= -\frac{1}{L} V_c + \frac{V_d}{L} - \frac{1}{L} \omega L i_L \\ \dot{V}_c &= \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{RC} V_c \end{aligned} \quad (2)$$

Se puede concluir mediante las pruebas de fallas en los capacitores del rectificador que al tener fallas en estos puede afectar las señales de salida del bus de directa hacia el inversor, estos efectos se pueden ver también en el análisis de THD y del factor de potencia.

BIBLIOGRAFÍA

- 1) Ebrahimi, S., Atighechi, H., Amiri, N., Jatskevich, J., & Cano, J. M. (2015). Multi-resolution modeling of induction furnace systems with line-commutated rectifier and resonant converter. *IEEE Power and Energy Society General Meeting, 2015-Sept.*
- 2) Areerak, K., Bozhko, S. V., Asher, G. M., & Thomas, D. W. P. (2008). Stability Analysis and Modelling of AC-DC System with Mixed Load Using DQ-Transformation Method, 19–24.
- 3) Areerak, K., Bozhko, S. V., Asher, G. M., Thomas, D. W. P., Power, A. T., & Considered, S. (2008). DQ-Transformation Approach for Modelling and Stability Analysis of AC-DC Power System with Controlled PWM Rectifier and Constant Power Loads, 2049–2054.
- 4) Chaijarumudomrung, K., Areerak, K. N., & Areerak, K. L. (2010). Modeling of three-phase controlled rectifier using a DQ method. *2010 International Conference on Advances in Energy Engineering, ICAEE 2010*, 56–59.

MODELADO DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS CONSIDERANDO LOS EFECTOS DEL CIRCUITO MAGNÉTICO.

Presenta: Elizabeth Cavita Huerta

Director: Dr. Gerardo Vicente Guerrero Ramírez Co-

Director: Carlos Daniel García Beltrán

Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico

ANTECEDENTES/PROBLEMÁTICA

El uso y estudio de las máquinas eléctricas, es de suma importancia en la vida diaria (Fig.1). Debido a esto realizan diferentes modelos matemáticos que describan

Fig 1. Uso de las máquinas eléctricas en la vida diaria.

OBJETIVO/JUSTIFICACIÓN

Con la finalidad de obtener modelos más precisos, se utiliza el modelado multifísico. Considerando la parte eléctrica y magnética, se obtendrá un modelo matemático que los incluya en un motor de inducción(M.I.).

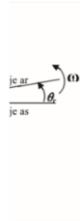


Fig 3. Modelo M.I. trifásico.

El M.I. es la máquina eléctrica más utilizada, el 70% de las aplicaciones industriales lo emplean.

PROPUESTA DE SOLUCIÓN / ALCANCES

Fig 4. Diagrama a bloques de la propuesta de solución/alcances

RESULTADOS

Considerando la formulación energética y el análisis de mallas, la ecuación complementaria de E-L es:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L^*}{\partial \dot{q}_j} \right) - \frac{\partial L^*}{\partial q_j} + \frac{\partial G}{\partial \dot{q}_j} = V_j, \quad j = 1, 2, \dots, g. \quad (1)$$

Donde el co-lagrangiano es:

$$L^* = T^* - U \quad (2)$$

Para el M.I.:

-Coordenadas eléctricas (cargas en devanados) $q_i = [q_1, \dots, q_6]^T$ (3)

-Coordenada mecánica (posición angular). q_n (4)

-Vector de enlaces de flujo magnético $\lambda = [\lambda_1, \dots, \lambda_6]^T$ (5) $\lambda = L(q_n) \dot{q}_e$ (7)

-Vector de corrientes $\dot{q}_e = [\dot{q}_1, \dots, \dot{q}_6]^T$ (6) Donde q_n : posición angular
 $L(q_n)$: matriz de inductancias

El co-lagrangiano total es:

$$L^*(\dot{q}_e, \dot{q}_n, q_n) = \frac{1}{2} \dot{q}_e^T L(q_n) \dot{q}_e + \frac{1}{2} J \dot{q}_n^2 \quad (8)$$

La función de disipación de Rayleigh total es:

$$\mathcal{R}(\dot{q}_e, \dot{q}_n) = \frac{1}{2} \dot{q}_e^T R_e \dot{q}_e + \frac{1}{2} B \dot{q}_n^2 \quad (9)$$

Finalmente se obtienen las ecuaciones del M.I.:

$$D_e(q_n) \ddot{q}_e + W_e(q_n) \dot{q}_e \dot{q}_e + R_e \dot{q}_e = M_e u \quad (10) \quad J \ddot{q}_n - \tau_e(\dot{q}_e, q_n) + B \dot{q}_n = -\tau_L(q_n, \dot{q}_n) \quad (11)$$

Se realizó la simulación del modelo del M.I., a diferentes condiciones de operación en simulink, obteniendo los siguientes resultados:

CONCLUSIONES

Existen diferentes metodologías de modelado utilizadas para el análisis del M.I., la tradicional que esta basada en las leyes de circuitos eléctricos clásicas, por otro lado esta el modelado con enfoque energético de E-L del cual podemos obtener ciertas ventajas estructurales y operativas, que permiten incluir de manera natural restricciones, realizar el análisis de estabilidad, diseño de controladores, etc.

REFERENCIAS

- [1] Members of the Staff of the Department of Electrical Engineering Massachusetts Institute of Technology (1965). Magnetic Circuits and Transformers. THE M.I.T. PRESS. Cambridge Massachusetts
- [2] Chiasson, J. (2005). Modeling and control of electric machines high-performance.
- [3] Krause, P., Wasynczuk, O., Sudhoff, S. D., & Pekarek, S. (2013). Analysis of electric machinery and drive systems (Vol. 75). John Wiley & Son.

Esquema para reducir la inyección de armónicos de un generador eólico interconectado a red basado en un DFIG

Eliud Enrique Campos Montero

Asesor: Dr. Jesús Darío Mina Antonio

Problemática y motivación

Los sistemas de conversión de energía eólica (WECS) utilizan convertidores electrónicos de potencia, los cuales producen ondas de voltaje no sinusoidales y como consecuencia inyectan corrientes a la red con un alto contenido armónico. Todo sistema de generación interconectado a red debe cumplir con los límites de inyección de armónicos propuestos por las normas.



Máxima distorsión de corriente armónica en porcentaje de I_L					
I_{sc}/I_L	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$
< 20	4	2	1.5	0.6	0.3

I_{sc} = Corriente de corto circuito I_L = Corriente de carga de demanda máxima

Objetivo

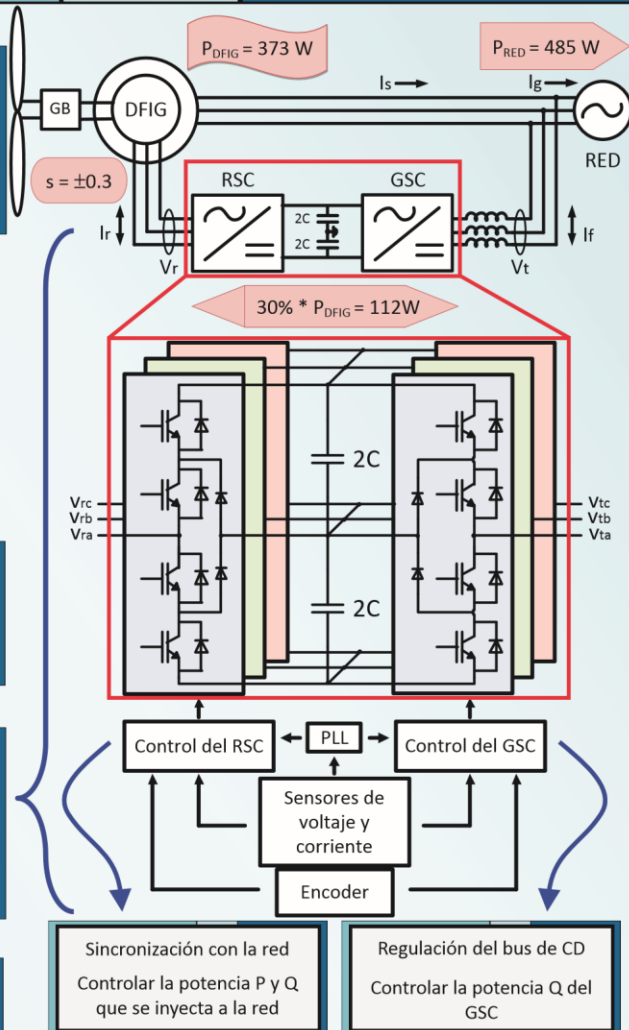
Disminuir la distorsión armónica total (THD) generada por un WECS interconectado a red mediante el uso de un convertidor multinivel y un esquema de control que cumpla con los requerimientos de operación del convertidor.

Propuesta de solución

Se propone utilizar dos convertidores de tres niveles con diodos de enclavamiento conectados como back to back (3L-NPC-B2B) debido a que este convertidor genera una señal de voltaje con una forma de onda más parecida a una senoidal y como consecuencia un menor contenido armónico comparado con el convertidor de dos niveles puente H (2L-B2B).

Resultados

La simulación del WECS muestra la sincronización, la generación a velocidad sub y súper síncrona con una transición suave y la regulación del voltaje del bus de CD. El sistema de control cumple con los requerimientos del WECS y tiene el desempeño deseado. Asimismo, se realizó una comparativa de los armónicos generados por un 2L-B2B contra un 3L-NPC-B2B en distintos puntos del WECS. Se concluye que el 3L-NPC-B2B tiene resultados más favorables en cuanto a la disminución de la distorsión armónica.



- [1] Yazdani and R. Iravani, "Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications". Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2010.
- [2] S. R. G. Nandan and M. G. Sugirtha, "A Case study of Harmonics in Doubly Fed Induction Generator Based Wind Energy System," International Journal of Scientific & Engineering Research, 2016.
- [3] M. Z. Sujod and I. Erlich, "Harmonics and common mode voltage in a DFIG with two-level and three-level NPC converter using standard PWM techniques," in IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2013, pp. 1650-1655.
- [4] N. Rosendo, "Sistema Para la Interconexión de un Generador Eoloelectrico con la Red Eléctrica, Implementado en una Plataforma Digital," CENIDET, Cuernavaca, Mexico, 2015.

ALGORITMO DE CONTROL DE VUELO BASADO EN REGLAS DE UN DRON DE ESTRUCTURA FLEXIBLE.

MOTIVACIÓN

Un dron parapente es un avión que está suspendido de un pabellón que funciona como parapente, el pabellón se infla con la presión dinámica del aire que fluye debajo y a través del mismo, con un perfil aerodinámico que le permite realizar ascensos y

descensos al mover los cables laterales; el fuselaje consta de una carga y un motor el cual crea el empuje necesario para realizar el control de vuelo punto a punto, en [2] se utiliza un modelo matemático de 9 grados de libertad y utiliza sistemas de control, motores, entre otros, y el armés de montaje, un control proporcional para el vuelo longitudinal y un PI para el vuelo lateral, mientras que en [3] se encuentra el control predictivo para lograr tal objetivo.

la deflexión sobre el pabellón al ser contraídos. [1] Como producto de esta investigación se programa un control heurístico basado en reglas

OBJETIVOS

- Conocer los efectos del viento sobre el modelo utilizado, observando los efectos del viento y el aterrizaje; • Entender el efecto de la deflexión asimétrica sobre el control lateral de vuelo, actuando sobre la fase de aterrizaje directamente.
- Utilizar un control basado en reglas para el vuelo punto a punto del dron.
- Medir la tasa de precisión en aterrizajes del control para comparaciones futuras.

MODELO MATEMÁTICO DEL DRON PARAPENTE

TE

Tomando el modelo de [4] bajo las consideraciones de densidad del aire constante y ráfagas horizontales de viento. El modelo se puede representar como:

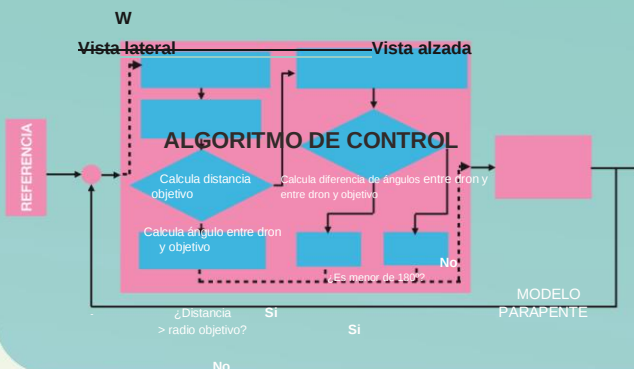
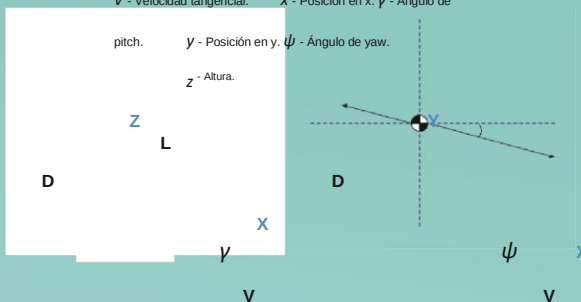
$$\dot{V} = -D + W \sin \gamma_m - T \dot{\gamma} = L \cos \alpha_m \dot{\gamma} - W \cos \gamma \dot{\psi} = m V \cos \gamma L \sin \alpha \dot{x}$$

$$\dot{y} = V \cos \gamma \cos \psi + \omega_x \dot{y} = V \cos \gamma \sin \psi + \omega_y \dot{z} = V \sin \gamma$$

V - Velocidad tangencial. X - Posición en x . γ - Ángulo de

pitch. Y - Posición en y . ψ - Ángulo de yaw.

z - Altura.



No hay deflexión = Deflexión Deflexión planado línea recta derecha izquierda

Asesores

Dr. Carlos Daniel García Beltrán

Dra. María Eusebia Guerrero Sánchez

Estudiante Ing. Erick

ANTECEDENTES

La problemática de este tipo de drones es el avance del dron. Estos drones

están compuestos de 3 elementos principales, el pabellón, el fuselaje que es donde se encuentran los cables guía, que son los que producen utiliza un control predictivo para lograr tal objetivo.

la deflexión sobre el pabellón al ser contraídos. [1] Como producto de esta investigación se programa un control heurístico basado en reglas

condicionales, con una deflexión constante,

Conclusiones

El trabajo desarrollado muestra los efectos del viento como perturbación externa, el control aplicado de manera heurística nos permite mostrar la dinámica del movimiento de planeo y los efectos de la deflexión asimétrica para el control lateral de vuelo.

En trabajos futuros se pretende analizar el modelo matemático desde un enfoque energético para aplicar un control basado en pasividad (PBC) y un control basado en pasividad con inyección de amortiguamiento (IDA-PBC).

SIMULACIONES

Primero se realizan simulaciones sin el efecto del viento y posteriormente se aplica un vector constante de viento como perturbación.

En la figura 1, se muestra el efecto del control sin la perturbación del viento, se observa que el dron se desplaza hacia el objetivo y una vez que ingresa al radio del mismo, permanece circulando dentro de éste.

Figura 1. Desplazamiento sin viento

En la figura 2, se muestra el efecto del control con la perturbación del viento, el dron se desplaza hacia el objetivo aún con la perturbación y aterriza dentro del radio del objetivo.

Figura 2. Desplazamiento con viento

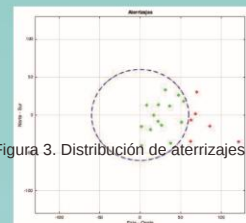


Figura 3. Distribución de aterrizajes

Se realiza un ciclo de pruebas con diferente dirección y magnitud de viento, además de distintas condiciones iniciales, para mostrar la efectividad del control ante estas perturbaciones.

Mostrado en las figuras 3 y 4, se observa la distribución de los eventos de aterrizaje con distintas perturbaciones de viento y la distancia a la que se encuentra del objetivo, respectivamente. En el último, en rojo se muestran los aterrizajes fuera del radio, mientras que en verde se encuentran dentro del mismo.

பக்கம்: ௨௩௭

El controlador PI de orden fraccionario, en el sentido de RL, es de la siguiente forma: $\frac{K_p + K_i s^{-\alpha}}{s}$

- ### ⑨ Particle Swarm Optimization (PSO)

Dado que los lazos de control del sistema están entrelazados se usó el PSO para la sintonización de los PIs, entero y fraccionario[5]. El algoritmo PSO o de optimización por enjambre de partículas fue el elegido para calcular las ganancias de los controladores, tanto entero como

F. Jairo R. Reyes, J.F Gómez-Aguilar, R.F. Escobar-Jiménez

Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Cuernavaca, Mor. México jairo.leon@cenidet.edu.mx,
jgomez@cenidet.edu.mx, esjiri@cenidet.edu.mx

PI entero vs PI fraccionario

En el siguiente trabajo se desarrolla un sistema de control tolerante a fallas pasivo para un sistema de tres tanques acoplados, en el cual se propone el uso de los controladores PI de orden fraccionario, también se hace una comparación de este contra controladores PI de orden entero sintonizados en condiciones idénticas por medio del algoritmo de optimización Particle Swarm Optimization (PSO) ante diversas fallas inducidas al sistema.

fraccionarios, cabe mencionar que la sintonización fue en condiciones iguales (tiempo de simulación, paso de integración, etc.)

Dentro de las áreas de investigación en Cenidet se encuentran trabajos como los siguientes: En el área Control fraccionario se está trabajando en tesis "Identificación y Control con Redes Neuronales Fraccionarias" tesis en la cual se hacen identificación de sistemas. En el área de Control Tolerante a Fallas – Pasivo (CTF-P) se trabajó en la tesis "Control Tolerante a Fallas en Línea con modelo de seguimiento" en el cual se presenta un sistema de control tolerante a fallas en línea basado en un esquema de modelo de seguimiento el cual fue aplicado a un sistema de tres tanques acoplados[11].

5. ALCANCES

La aplicación de este tipo de control al área industrial produce notables beneficios como son: operación de forma continua del sistema evitando paros debido a fallas en el mismo, robustez a fallas y poder evitar daños al sistema y al personal que lo opera.

Comprobar la robustez de los PI de orden entero y fraccionario en CTF pasivo.

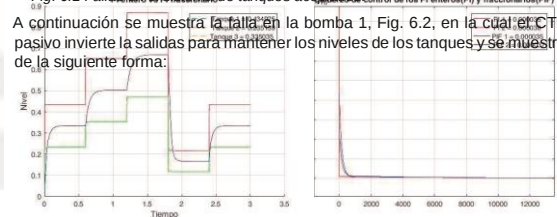
Mostrar la eficiencia de un PI de orden fraccionario ante uno de orden entero.

Mostrar el desempeño del PI y PI fraccionario en un enfoque de CTF pasivo en el sistema de tanques acoplados.

Se realizan pruebas simulando fallas tanto en las bombas, que alimentan los tanques con flujo, como en el tubo con obstrucción en la salida, simulado por una reducción del diámetro del tubo debido a residuos, como se ve en la Fig. 6.1.

Fig. 6.1 Fallas en el sistema de tanques acoplados

A continuación se muestra la falla en la bomba 1, Fig. 6.2, en la cual el CTF pasivo invierte la salidas para mantener los niveles de los tanques y se muestra de la siguiente forma:



a) b)

Debido a que el sistema de control tolerante a fallas pasivo se basa en el uso de la robustez que le proporcionan los controladores PID, se propone el uso de controladores PI de orden fraccionario debido a que presentan un área de estabilidad mayor y por el efecto de memoria de la derivada fraccionaria, proporcionan más estabilidad y robustez que los controladores de orden entero [3].

⑨ Cálculo fraccionario

El Cálculo Fraccionario (CF) es la rama del análisis de las matemáticas que estudia los operadores de integración y derivación de orden arbitrario, sobre dominios de funciones reales complejas[4].

Derivada e integral fraccionaria

Para los controladores de orden fraccionario se usó la siguiente derivada fraccionaria bajo la definición de Riemann-Liouville(RL):

Fig. 6.2 Resultados de la simulación, en a) se muestran los niveles de los tanques que a pesar de la falla se recuperan pero el controlador de orden entero presenta un sobretiro, en b) muestra la ley de control de ambos controladores, la del PI fraccionario, en azul, no presenta ningún sobretiro debido a su robustez en cambio se puede apreciar el sobretiro de la línea roja que representa al PI entero.

En la Fig. 6.3 muestra a los controladores, entero y fraccionario, ante cambios bruscos de referencias y en ambos casos mantienen los niveles pero, a diferencia del PI fraccionario, el PI entero requiere de un gran esfuerzo de control para mantener los tanques en sus niveles correspondientes.

Y para la integral fraccionaria de Riemann-Liouville de orden α :

Fig. 6.3 En la comparación de ambos controladores en a) se muestra los niveles de los tanques ante cambios de referencia y en b) la ley de control de ambos controladores.

7. CONCLUSIONES

A partir de las figuras 6.2 y 6.3, se concluye que el uso de controladores de orden fraccionario en sistemas de control tolerantes a fallas pasivos proporciona mayor robustez ante fallas, de procesos, y actuadores, en el sistema; eso podemos observarlo al analizar la ley de control, si bien es cierto que el PI de orden entero puede contrarrestar la falla requiere un gran esfuerzo de control para lograrlo, caso contrario al controlador fraccionario el cual no presenta sobretiros y tiene un esfuerzo de control mínimo para estabilizar el sistema y regresar los tanques a su nivel correcto.

8. BIBLIOGRAFÍA

- [1] Gutierrez González, Oscar. (2016). "Control Tolerante a Fallas en Línea con Modelo de Seguimiento". Tesis de Maestría en Ciencias en Electrónica, CENIDET, Morelos. [2] Patton, R. J. (1997). Fault-tolerant control: the 1997 situation. IFAC Proceedings Volumes, 30(18), 1029-1051.
- [3] Sauchelli, V. H., & Laboret, S. (2007). "Cálculo Fraccional Aplicado a Control Automático". *Mecánica Computacional*, 26, 3308-3327.
- [4] Petras I., (1999). "The fractional-order controllers: methods for their synthesis and application", *Journal of Electrical Engineering*, 50, 284(288).
- [5] Bingul, Z., & Karahan, O. (2011, April). Tuning of fractional PID controllers using PSO algorithm for robot trajectory control. In *Mechatronics (ICM)*, 2011 IEEE International Conference on (pp. 955-960). IEEE.

El impacto de la temperatura en los convertidores CD-CD: La importancia de la ecuación de Arrhenius en la confiabilidad

Guadalupe Jasmín Muñoz Salazar, Jorge Hugo Calleja Gjumlich, Jesus Aguayo Alquicira

Antecedentes

La confiabilidad en la industria es de vital importancia porque en ella recae la satisfacción del cliente. Un ítem es confiable por un periodo de tiempo en un ambiente con condiciones específicas; por ello, es necesario conocer cómo impactan las condiciones. Cuando se analiza un ítem en condiciones adversas se ejerce un estrés para activar un mecanismo de falla.

Justificación

El conocimiento de cómo se comporta un dispositivo dentro del convertidor ayuda a tener un panorama de la vida útil, y esto permite tomar medidas en el diseño que prolonguen la duración.

Aportación

Identificar componentes y estrategias de diseño para convertidores CD-CD más fiables.

Propuesta de solución

Realizar pruebas de vida acelerada para identificar componentes débiles de un convertidor CD-CD en una cámara ambiental para monitorizar la deriva paramétrica de los componentes e identificar el fin de la vida útil.

Estado del arte

En la industria y en centros de investigación se analiza qué ítems son más propensos a fallar y en qué tiempo ocurrirá la falla. Se concluye que los dispositivos semiconductores tienen tiempos de vida más cortos. La Figura 1 muestra que dispositivos de potencia son los más propensos a fallas [1].



Figura 1. Componentes débiles en un convertidor CD-CD

La Figura 2 muestra los resultados de una encuesta en la cual se preguntó a diferentes industrias "qué componentes considera más importantes para abordar en investigaciones futuras a fin de mejorar la confiabilidad de los convertidores de electrónica de potencia", y se coincide en los semiconductores [2].

Figura 2. Componentes que requieren ser estudiados conforme las necesidades en la industria

La ecuación de Arrhenius

La ecuación de Arrhenius se utiliza en el diseño de sistemas electrónicos [3], indica en qué medida se acelera un proceso de deterioro cuando se incrementa la temperatura, de T_R a T_H :

$$FA = \exp\left(\frac{E_a}{K_B T_H} - \frac{E_a}{K_B T_R}\right)$$

donde FA es el factor de aceleración, E_a la energía de activación, K_B la constante de Boltzmann, T_R es la temperatura de referencia y T_H es la de aceleración.

Por ejemplo, sea un dispositivo TL494 con $E_a = 0.7$ eV y $T_R = 298.15K$. Si se somete a una $T_H = 443.15K$ se obtiene $FA = 7440.9$, lo que indica que una hora en el ambiente de estrés equivale a 7440.9 horas a la temperatura de referencia.

Metodología



Conclusiones

La industria utiliza diferentes herramientas en el diseño de dispositivos y sistemas para conocer cuál será la vida útil y en qué condiciones se desarrolla.

La ecuación de Arrhenius permite conocer cómo será el impacto de la temperatura en el dispositivo que se someterá al estrés, éste se calcula con el factor de aceleración.

Referencias

- [1] J. Falck, C. Felgemacher "Reliability of Power Electronics Systems: An Industry Perspective" IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 12, no. 2, pp. 24-35, Jun. 2018.
- [2] Shaoyong Yang, A. Bryant, P. Mawby, Dawei Xiang, Li Ran, and P. Tavner, "An Industry-Based Survey of Reliability in Power Electronic Converters," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 47, no. 3, pp. 1441-1451, May 2011.
- [3] Crowe Diana, Design for Reliability. Washington D.C.: Tayler & Francis Group, 2001.

Esquema de control basado en una red neuronal artificial de bajo orden

Gregorio Pérez Del Ángel, Víctor M. Alvarado, J. F. Gómez-Aguilar
TecNM/CENIDET

INTRODUCCION

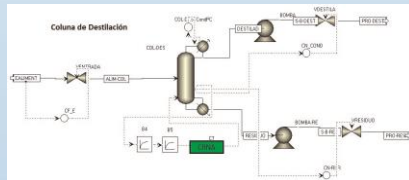
El control de procesos ha sido de gran ayuda para las industrias. Los procesos son cada vez más complejos y hay mayor dificultad de adaptar los controladores. El control convencional sigue utilizando aparatos diferentes a los actuales, sin embargo, en este trabajo se propone una técnica novedosa.

Se propone una técnica de "control con una Red Neuronal Artificial (RNA)". Debido a la flexibilidad que ofrece el uso de RNA, este método se puede aplicar a cualquier proceso de alto comportamiento no lineal.

El esquema de control con Red Neuronal Artificial (RNA) se aplica al control en un proceso de destilación, el cual es uno de los más comunes en la industria y con diferentes retos de control.

PROBLEMATICA

Se aborda la problemática de control en un proceso industrial no lineal, en el que el diseño de control se ve afectado además por la interacción entre las variables.



En la industria, la forma más frecuente de controlar un proceso es en línea real mediante controladores PID. Una de las principales dificultades es el modelo de base para el diseño del control. Por lo tanto, en este trabajo se busca aplicar técnicas de control diferentes pero efectivas y de fácil implementación.

JUSTIFICACION

Se propone desarrollar un esquema de control con RNA usando esquemas ya existentes que puedan competir convenientemente con controladores convencionales:

El esquema de control propuesto tendrá las características de ser de bajo orden, con la finalidad de poder aprovechar el bajo número de parámetros, la obtención de un modelo simple del controlador, tener pocos pesos sinápticos, tener una facilidad de entrenamiento de la RNA para que en trabajos futuros puedan implementarse el control en tiempo real.

OBJETIVOS

- Desarrollar un esquema de control para una columna de destilación utilizando una RNA de bajo orden.

Objetivos específicos:

- Simular un proceso de destilación con los simuladores Aspen Plus y Aspen Dynamics.
- Obtener un modelo basado en RNA de la columna de destilación por medio de la identificación de sistemas o directamente entrenar la RNA para tener el mismo comportamiento que el proceso.
- Implementar algunos esquemas de control con RNA ya existentes.
- Desarrollar el esquema de control con RNA.
- Comparar el resultado de los esquemas desarrollados contra un PI.

PROPUESTA DE SOLUCION:

Estudio de esquemas de control ya existentes y la interpretación de su respuesta para abstraer ideas de cómo desarrollar un esquema de control. Implementar el control en la columna de destilación simulado en Aspen Plus Dynamics. Obtener resultados de esquemas de control y comparación de resultados. Desarrollar el esquema e implementarlo en la columna de destilación para ser comparado con la respuesta de un controlador convencional PI.

ALCANCE

En este trabajo se usan esquemas convencionales de control de columnas de destilación, aplicando dos diseños de controladores de temperatura basados en modelos identificados con RNAs. El desempeño de estos controladores se comparó con el desempeño de un control PI.

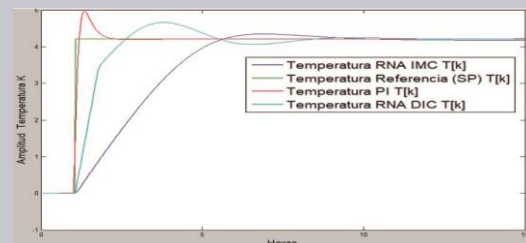
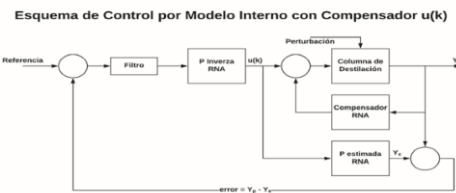
RESULTADO

Problema de control: Control indirecto de composición del destilado: este objetivo se logra controlando la temperatura en uno de los platos de la columna con el calor consumido por el reboilidor como entrada de control. Ya que se trata de un sistema multivariable con interacciones se mantiene una estructura clásica LV.

Diseño de control: Se ha implementado un Control Inverso Directo CIDI Control por Modelo Interno CMI, y con base en estos, se diseñó un esquema de Control por Modelo Interno con Compensador CMIC para combatir perturbaciones en el flujo de alimentación de la columna de destilación.

Pruebas de controladores: bajo perturbaciones en el flujo de entrada, cambios en la referencia y comparación con el desempeño de un PI.

Resultados: Se obtiene un menor esfuerzo de control, cantidad de calor en el reboilidor.



ALCANCE

De acuerdo al análisis de los resultados obtenidos de los esquemas implementados se desarrolló el esquema de control por modelo interno compensador (CMIC), implementando en la columna de destilación, donde se obtuvo un menor porcentaje de error en la comparación de control PI vs CMIC.

Error cuadrático medio	Temperatura	Composición
Control desarrollado CMIC	0.0100%	0.0080%
Control Aspen Plus Dynamics PI	0.3461%	0.0079%

BIBLIOGRAFIA:

- 1) R J Rajesh, Preethi R., Parth Mehata, Jaganatha Pandian B, Artificial Neural Network based Inverse Model Control of a Nonlinear Process, 2015.
- 2) Takayuki Yamada, Discussion of Stability of Learning Type Neural Network Direct Controller and Its Folding Behavior, SICE Annual Conference 2012.
- 3) Weiliang Liu, Haining Zhang, Changliang Liu, Yongjun Lin, Liangyu Ma, Wenying Chen, Energy Storage Inverter Control Based on Neural Network Inverse Model, Proceeding of the 2015 IEEE International Conference on Information and Automation Lijiang, China, August 2015.
- 4) Subhash Gupta, L. Rajajiy S. Kalika, Modelling of Nonlinear Superheated temperature control Process using Neural Networks, IET, Tiruchengode, Tamilnadu, India on 27-29 December, 2012.
- 5) M. Norgaard, O. Ravn, N. K. Poulsen, L. K. Hansen, (2000), Neural Networks for Modelling and Control of Dynamic Systems, Editorial Springer.

- [1] J.-M. A. GAGLI, C. GARIL, M. P. FORTIG, S. SARINIA AND E. BIGNONE, "Effect of the Junction Temperature on the Dynamic Resistance of White LEDs," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 49, no. 6, pp. 780–786, March–April 2013.
- [2] J. M. A. GAGLI, S. D. S. DE OLIVEIRA, R. S. BARRETO, N. VIANEQUE, M. FONSECA-SILVA, A. MARTINS, "Simplified electrical modeling of power LEDs for AC-to-DC converter analysis and emulation," International Journal of Circuit Theory and Simulation, vol. 2016, pp. 1–12, 2016.
- [3] J. M. A. GAGLI, "An electrical model of white light-emitting diodes and its impact on conversion efficiency," IEEE Electron Device Letters, vol. 36, no. 5, May 2015.
- [4] V. C. S. P. ALMEIDA, A. B. BRAGA, M. A. DA SILVA COSTA, T. MARQUES AND M. ALMONTE, "Static and dynamic photothermal-electrical Modeling of LED lamps including an in-frequency Current Ripple Effects," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, pp. 1841–1875, July 2015.
- [5] F. BAUMANN, "Compact modelling of electrical, thermal and optical LED behaviour," Proceedings of 13th European Solid State Lighting Conference, pp. 1–6, June 2014.
- [6] Y. LIU, M. A. GAGLI, AND L. CHEN, "Thermal modelling of the heat sink of the state-of-the-art AC-LED module," Proceedings of 13th European Solid State Lighting Conference, vol. 30, pp. 1–6, June 2014.
- [7] M. A. GAGLI, "A compact model for electrical characteristics of high-power LED," 2016 13th International Conference on Power Electronics (ICPE), pp. 1–6, June 2016.
- [8] W. C. CHENG, H. HUANG, T. CHEN, "Characterization, Modelling, and Analysis of Organic Light-Emitting Diodes With Different Structures," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, pp. 587–592, Jan 2016.
- [9] Y. LI, X. LI, J. YANG, B. NARAYANAN, AND Z. SHAO, "Characterization of Thermal Resistance of High-power LED," Solid State Lighting, vol. 5, p. 111, November 2011.
- [10] G. KIM, S. CHOI, Y. KWON, AND H. CHUN, "Thermal model based analysis of the high-power LED with subminiature height cooling design," Applied Science Engineering, vol. 79, pp. 1–10, April 2016.
- [11] B. K. S. M. RAJAN, M. ANANDARAMAN AND T. SALHANI, "Estimation of luminous flux and luminous efficacy of a high-power LED as a function of junction temperature and ambient Temperature," IEEE Transactions in Electron Devices, vol. 59, pp. 279–290, January 2012.
- [12] J. A. KRAUS, "Thermal-electric coupling modeling of power LED," 2016 13th International Conference on Power Electronics (ICPE) of the Vinogradov Institute of Electronics, vol. 30, pp. 1–6, June 2016.
- [13] K. HO AND D. ZHANG, "Thermal parameter extraction method for light emitting diode (LED) systems," IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 60, pp. 3393–3397, May 2013.
- [14] E. SCHOLZKE, "Light-Emitting Diode." Cambridge University Press, 4, 354, Feb 2006.

PROPUESTA DE UNA NEURONA ARTIFICIAL DINÁMICA PARA PROPÓSITOS DE MODELADO ENTRADA-SALIDA.

Henry Magdaleno Luna Pliego*, Juan Reyes Reyes*

*Departamento de Ingeniería Electrónica - Tecnológico Nacional de México - CENIDET.

Antecedentes/ Problemática

- En la actualidad se cuentan con múltiples estudios e investigaciones sobre aplicaciones de neuronas artificiales, en especial con estructuras más complejas como redes neuronales artificiales, donde se ve involucrada más de una neurona artificial en los procesos.
- Para el desarrollo de controladores basados en modelo, es necesario un modelo matemático que describa de manera fiel al sistema que se busca controlar.
- Dos métodos importantes para la obtención de un modelo matemático son, el que se basa en las leyes físicas que rigen al sistema, y el otro es el método basado en identificación que es una aproximación del proceso real.
- Citando a Cichocki el cual propone que se puede realizar identificación de sistemas utilizando funciones acotadas.
- Se propone realizar aproximación de un conjunto de funciones estáticas y dinámicas con una sola neurona artificial.
- Una neurona artificial impactará significativamente en menor costo computacional, con respecto a lo que demanda una red neuronal artificial.

Motivación/ Justificación

$y_d = f(u)$ Sistema
estático Donde:

$$y_d \in \Omega \subset \mathbb{R}$$

$$u \in \Omega^m$$

Figura 1.- Funciones estáticas.

- Sistema dinámico

$$\sum_{SNL} \begin{cases} \dot{x} = F(x, u) \\ y_d = x \end{cases}$$



Figura 2.- Sistemas dinámicos.

Objetivos

- General:

Desarrollar una propuesta de arquitectura neuronal para el modelado entrada-salida de un grupo de funciones estáticas y dinámicas, dentro de un subconjunto real, con una función de activación dinámica y acotada, y los pesos sinápticos realizando una retroalimentación de la salida y una prealimentación de las entradas.

- Específicos:

Validación de resultados acotados únicamente a simulación.

Propuesta de solución

Como parte del planteamiento de base se propone el sistema expresado en (1) como la estructura general de la neurona artificial dinámica.

Donde:

$$x(t) \in \Omega$$

$$0 < \tau_p \ll 1$$

$$\begin{bmatrix} v_1(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix} = w_x \cdot x(t) + w_y \cdot u(t) + \theta$$

En el sistema expresado en (2) y (3) se muestra la estructura de la neurona artificial dinámica con entrada escalar y el sistema que representa el aprendizaje respectivamente.

$$\sum_{\phi} : \begin{cases} \dot{x}(t) = -\frac{1}{\tau_p} x(t) + \frac{1}{\tau_p} \tanh(v_1(t) - v_2(t)) \\ v(t) = w_x(t) \cdot x(t) + w_y(t) \cdot u(t) + \theta(t) \\ y(t) = x(t) \end{cases} \quad (2)$$

$$\sum_{AA} : \begin{cases} \dot{w}_x(t) := \eta_w \cdot r \cdot \frac{x(t) \cdot z(t) \cdot c_x(t)}{\tau_p} \\ \dot{w}_y(t) := \eta_w \cdot r \cdot \frac{u(t) \cdot z(t) \cdot c_y(t)}{\tau_p} \\ \dot{\theta}(t) := \eta_{\theta} \cdot r \cdot \frac{z(t) \cdot c_{\theta}(t)}{\tau_p} \\ \dot{z}(t) := \text{sech}^2(v_1(t) - v_2(t)) \end{cases} \quad (3)$$

$$r := \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$$

En la figura 3 se presenta el esquema general del trabajo de investigación.

Figura 3.- Esquema general.

Alcances

- Formalizar el resultado indicando las condiciones necesarias para lograr la aproximación.
- Formulación matemática de los algoritmos de aprendizaje propuestos y la estructura general de la neurona.
- Generación de un teorema producto de la investigación, con su respectiva demostración matemática.

Resultados de simulación

Aproximación de un circuito RC.

El objetivo de esta simulación es aproximar un circuito RC con una neurona artificial dinámica propuesta para este trabajo de tesis, analizar la convergencia del algoritmo de aprendizaje y calcular el error del sistema [3]. En la ecuación (4) se representa la ecuación dinámica del sistema que se desea aproximar.

En la siguiente simulación se usó el método de integración de euler, con un paso de integración $T_i = 0.001$

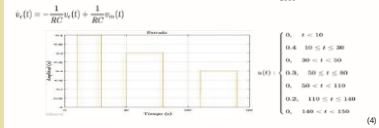


Figura 4.- señal de entrada.

En la figura 5 se muestra el entrenamiento de la época 30 donde se logra la identificación del circuito RC.

Figura 5.-Época 30 de entrenamiento. Por lo tanto se puede concluir que $\hat{y}(t) \approx y(t)$ para una entrada $u(t)$ como la que se muestra en la figura 4.

$$\sum_{\phi} : \begin{bmatrix} \hat{y}(t) - y(t) \\ \hat{y}(t) - y(t) \\ \hat{y}(t) - y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.001 \\ 0.001 \\ 0.001 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1.000 \\ 1.000 \\ 1.000 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1.000 \\ 1.000 \\ 1.000 \end{bmatrix}$$

Figura 6.- Sistema identificado.

Aproximación de función estática no lineal.

El objetivo de esta simulación es aproximar una función estática no lineal como la que se muestra en la ecuación (5) con la neurona artificial dinámica propuesta.

Se utilizó la misma configuración de la simulación anterior.

$$y_s(t) = 0.2 + 0.1 \cdot \sin(u(t)) \quad (5)$$

En la figura 7 se muestra el entrenamiento de la época 30 donde se logra la identificación de la función estática no lineal.

Figura 7.- Época 30 de entrenamiento.

Por lo tanto se puede concluir que $\hat{y}(t) \approx y(t)$ para una $u(t)$ entrada como la que se muestra en la figura 4

$$\sum_{\phi} : \begin{bmatrix} \hat{y}(t) - y(t) \\ \hat{y}(t) - y(t) \\ \hat{y}(t) - y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.001 \\ 0.001 \\ 0.001 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1.000 \\ 1.000 \\ 1.000 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1.000 \\ 1.000 \\ 1.000 \end{bmatrix}$$

Figura 8.- Sistema identificado.

Conclusión

La neurona artificial dinámica está diseñada para aproximar un conjunto de funciones dinámicas y estáticas con ciertas características y propiedades.

Los sistemas dinámicos que se aproximen tienen que ser de primer orden ya que el estado de la neurona dinámica es escalar. La solución del sistema identificado es particular con respecto a un tipo de señal de entrada.

Los sistemas dinámicos y estáticos lineales y no lineales que se planean aproximar tendrán que ser SISO y MISO.

Bibliografía

- Definir la estructura general de la neurona artificial dinámica.
- Definir el algoritmo de aprendizaje para los dos pesos (1985), sinápticos y el umbral. Diferenciación bajo el umbral θ con entrada escalar.
- Definir el algoritmo de aprendizaje del peso sináptico ϕ_{w_1} , ϕ_{w_2} y Related Memory. *arXiv preprint arXiv:1704.06593*. el umbral θ con múltiples entradas.
- Realizar la comparación con distintos métodos de optimización.
- Comparar el esquema de una sola neurona con redes Switching Memristor. *IEEE Electron Device Letters*, 39(2), 308.
- Neuronas artificiales.
- Programming Languages that minimize response times of an Artificial Neuron. *KnE Engineering*, 1(2), 16-43.
- Morrey, Charles B., Jr. *Cálculo intermedio* (Segunda ed.). Nueva York: Springer. pp. 421-426.
- Bialowas, J., Grzyb, B., & Poszumski, P. (2017). Firing Cell: An Artificial neuron with a simulation of Long-Term-Potential.
- Zhang, X., Wang, W., Liu, Q., Zhao, X., Wei, J., Cao, R., ... & Long, S. (2018). An Artificial Neuron Based on a Threshold 311.
- Mejía, F., Vaca, B., Villa, E., Luna, W., & Rosero, R. (2018).

Modelado Fractal de un Ducto Hidráulico para el Diseño de Algoritmos de Diagnóstico

**Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Departamento de Ingeniería Electrónica**

Ing. Ian Llanas Correa Escudero

Asesores: Dr. José Francisco Gómez Aguilar, Dra. Flor Lizeth Torres Ortiz.

RESUMEN

El propósito de esta investigación es la obtención de un modelo. Por lo tanto, a partir del sistema (6) puede obtenerse una representación generalizado de parámetros concentrados para describir la dinámica de en espacio de estados no lineal:

un fluido que pasa a través de un ducto hidráulico, y que puede ser particular, se generaliza el modelo ordinario aplicando derivadas conformables y derivadas fraccionarias de tipo Caputo-Fabrizio. Donde el vector de estados esta dado por el vector de entradas por el observador de alta ganancia puede ser diseñado para el sistema (7):

La aportación de éste nuevo modelo radica en que el coeficiente de fricción viscosa se establece como un parámetro de valor constante, se diferencia de los modelos clásicos en los que éste parámetro se calcula en función del flujo, mediante las ecuaciones de Colebrook [1] o Swamee-Jain [2]. El ajuste entre las dinámicas de ambos modelos se obtiene Con la transformación de coordenadas dada en [6], y las matrices mediante la elección acertada del orden de las derivadas fraccionarias. y clásicamente definidas en [7].

INTRODUCCIÓN

El modelo clásico que describe la dinámica del fluido en un ducto Los resultados fueron obtenidos a partir de la simulación llevada a cabo hidráulico es expresado mediante las ecuaciones denominadas de en el espacio de trabajo de MATLAB, considerando un ducto hidráulico golpe de ariete, las cuales son dos ecuaciones diferenciales parciales, con las siguientes características:

no lineales e hiperbólicas que representan la continuidad y movimiento del fluido en el ducto. Asumiendo que la distribución de velocidad es que la densidad del liquido y área son constantes, y que se trata de un ducto horizontal cerrado, sin lomas laterales, dichas ecuaciones están dadas por [3]:

Estableciendo la aparición de una fuga en el ducto, los resultados obtenidos se muestran en las Figuras 1 y 2, a partir de las cuales puede concluirse que la posición de la fuga y su coeficiente fueron satisfactoriamente estimados.

Con x y λ como coordenadas del tiempo [s] y el espacio [m].

OBJETIVO

Obtener el modelo del flujo de fluido en un ducto hidráulico empleando derivadas temporales de orden fraccionario, que sea apropiado para el diseño de algoritmos de diagnóstico basados en modelo: **METODOLOGÍA**

Utilizando el método de diferencias finitas (ver p. ej. [4]) para la aproximación de una solución a las ecuaciones (1) y (2), se discretizó espacialmente el ducto hidráulico en secciones, y se obtuvo el siguiente modelo de parámetros concentrados, empleando la definición de derivada fraccionario de Caputo-Fabrizio en el sentido de LiouvilleCaputo (CFC) [5].

$$\frac{dQ}{dt} = -\frac{Q}{\tau} + Q_{in} - Q_{out} \quad (3)$$

Donde Q es el flujo de extracción que considera el efecto de una posible fuga en la posición del ducto. Se presenta un modelo de parámetros concentrados generalizado, en el cual se considera el coeficiente de fricción viscosa en el ducto como un parámetro invariante en el tiempo. Mediante un análisis de error de modelado (no incluido en este documento), se demostró que este modelo representa fielmente las dinámicas que En este trabajo se establecen como condiciones de frontera los cargos proporciona un modelo ordinario, en el cual, la fricción varía en tiempo, de presión en los extremos del ducto, dados por: Adicionalmente, el algoritmo de diagnóstico diseñado para la detección de una fuga en el ducto proporcionó resultados satisfactorios, ya que en las simulaciones presentadas se observó una correcta estimación de los parámetros relacionados con dicha fuga.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Figura 1: Incremento del flujo de entrada y decremento del flujo de salida a causa de la fuga en el ducto.

Figura 2: Estimación de la posición de la fuga y su coeficiente.

CONCLUSIONES

Hydraulic Transients. Springer, third edition, 1979. [2] M. Hanif Chaudhry, *Applied Hydraulics Division*, 102(5):674–677, 1976. [3] M. Hanif Chaudhry, *Applied*

Este sistema puede representar la presencia de una fuga, cuya posición está dada por el tamaño de la primera sección. Con el fin de estimar

con la existencia de una fuga en el ducto, a partir de un número limitado de mediciones disponibles (comúnmente ubicadas en cada extremo de la tubería) el sistema (6) puede extenderse con las

dinámicas de tales parámetros, y observadores no lineales pueden ser [6] L. Torres, G. Besancon, A. Navarro, O. Begovich, and D. Georges. *Examples of Pipeline* diseñados para el sistema aumentado resultante. Tomando en cuenta que *Monitoring with Nonlinear Observers and Real-Data Validation*. 8th International Multistep sus derivadas se igualan a cero, por tanto: Conference on Systems, Signals & Devices, 2011.

[4] R. LeVeque. *Finite Difference Methods for Ordinary and Partial Differential Equations*.

SIAM, third edition, 2007.

[5] M. Caputo and M. Fabrizio. *A new Definition of Fractional Derivative without Singular* los parámetros relacionados

Kernel. Progress in Fractional Differentiation and Applications, An International Journal, cada extremo de la tubería) el sistema

85(2):73–85, 2015.

[7] G. Besancon, *Nonlinear Observers and Applications*, Springer, 2007.

Seguimiento del punto de máxima potencia en PANELES FOTOVOLTAICOS en condiciones de sombreado parcial

Ing. Juan Antonio Luna Arteaga, Dr. Carlos Aguilar Castillo, Dr. Jorge Hugo Calleja Gjumlich

Problemática Los paneles solares tienen una curva de potenciavoltaje, donde existe una condición de operación en la cual se extrae la máxima potencia, pero, los paneles son susceptibles a sombreados parciales (Figura 1), lo que genera un cambio en la curva PV, generando varios máximos locales (ML) y un máximo global (MG), (Figura 2).

Figura 1. Sombreado parcial.

Este cambio en la curva P-V, requiere de un algoritmo más complejo para encontrar el punto de máxima potencia global. Uno de los algoritmos más comunes en sistemas fotovoltaicos es Perturbar y Observar, el cual en la mayoría de los casos se le complica encontrar el punto de máxima potencia global debido a su simplicidad de operación. Ejemplo: Utilizando el algoritmo **Perturbar y Observar (P&O)**, en las condiciones de radiación mostradas en la Tabla 1.

Tabla 1. Condiciones de radiación.

	Panel 1	Panel 2	Panel 3	Panel 4	Panel 5	Tiempo
G1	1000	700	900	400	200	0s – 10s
G2	200	300	900	350	770	10s – 20s

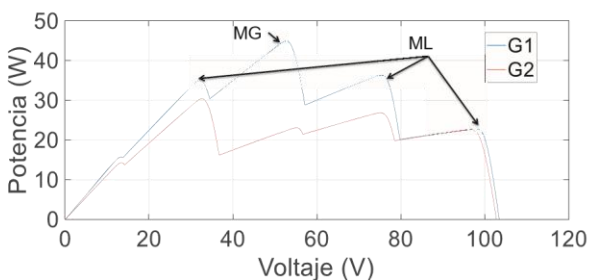


Figura 2. Curvas características G1 y G2.

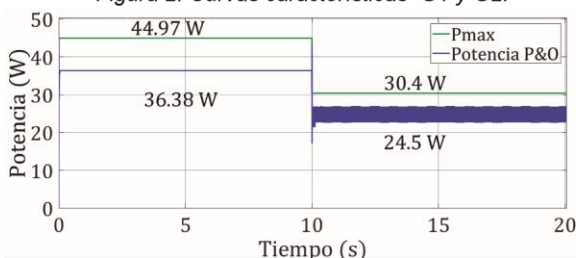


Figura 3. Resultados con el algoritmo P&O.

Se observa que este algoritmo no es capaz de encontrar el punto de máxima potencia, atorándose en un máximo local, desperdiciando 8.59 W y 5.9 W respectivamente.

Propuesta de solución El algoritmo propuesto (Figura 5) es una combinación de los algoritmos P&O y colonia de hormigas (ACO, por sus siglas en inglés).

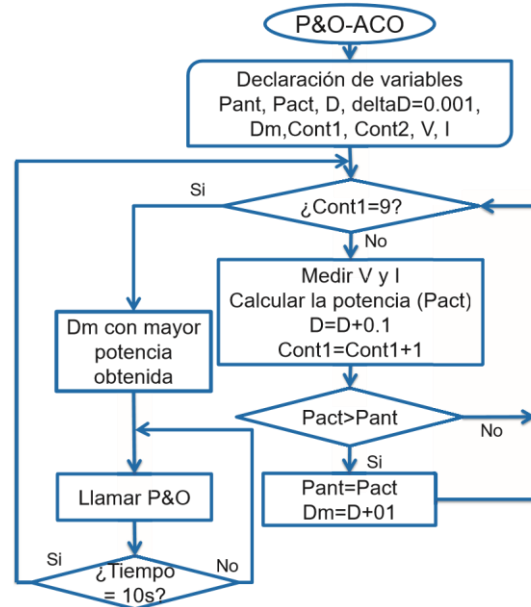


Figura 5. Algoritmo propuesto P&O-ACO.

Resultados

Empleando esta técnica (**P&O-ACO**), se obtienen los resultados mostrados en la Figura 6, para las condiciones de radiación utilizadas previamente.

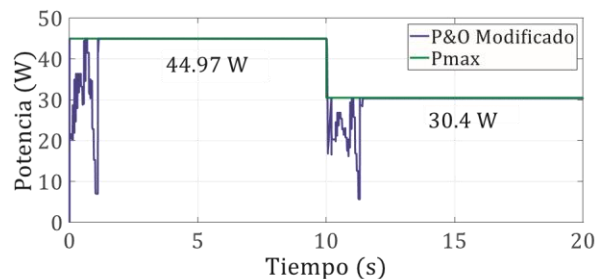


Figura 5. Resultados con el algoritmo propuesto P&O-ACO.

Conclusiones

El algoritmo propuesto en este tema de investigación puede encontrar el máximo global aún con condiciones de sombreado parcial, garantizando una eficiente operación del sistema fotovoltaico.

- S. K. Das, D. Verma, S. Nema, and R. K. Nema, "Shading mitigation techniques: State-of-the-art in photovoltaic applications," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 78, no. September 2015, pp. 369–390, 2017.
- D. Verma, S. Nema, A. M. Shandilya, and S. K. Dash, "Maximum power point tracking (MPPT) techniques: Recapitulation in solar photovoltaic systems," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 54, pp. 1018–1034, 2016.
- R. Ahmad, A. F. Murtaza, Et. Al, "An analytical approach to study partial shading effects on PV array supported by literature," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 74, no. December 2016, pp. 721–732, 2017.

Identificación de modelos Hammerstein-Wiener utilizando cálculo de orden fraccionario

Luis Carlos Argüelles de los Ríos, Víctor M. Alvarado, J. F. Gómez-Aguilar
TecNM/CENIDET

INTRODUCCIÓN

La identificación de sistemas es la ciencia o el arte de construir modelos matemáticos de sistemas dinámicos mediante datos de entradas y salidas, que simulan de manera muy parecida el comportamiento de un sistema real.

En la actualidad debido al avance tecnológico, existen muchos sistemas con modelos matemáticos muy complejos. Estos modelos son indispensables cuando se requiere aplicar un control al sistema, ya sea para diagnóstico de fallas, simulación o diseño de controladores.

La identificación no lineal en bloques ha tomado interés en los últimos años debido a su eficacia para modelar sistemas complejos no lineales. Los modelos en bloques combinan modelos lineales y no lineales en serie o en paralelo. El presente trabajo se enfoca en la configuración Hammerstein-Wiener:

PROBLEMÁTICA

La manera clásica de abordar el modelo matemático de sistemas es estableciendo las ecuaciones que rigen su comportamiento a través de leyes físicas o principios fundamentales que describen la dinámica del proceso. Sin embargo, cuando se trabaja con sistemas no lineales complejos la tarea de modelado se complica, y es ahí cuando la identificación es una buena opción para construir los modelos matemáticos de dichos sistemas.

Muchos de los modelos identificados con estructuras lineales no aproximan adecuadamente la dinámica de sistemas reales que normalmente tienen comportamientos no lineales. En estos casos es común recurrir a algoritmos más sofisticados en el área de la identificación y usar estructuras no lineales complejas. Como consecuencia, la variedad de técnicas de control que puedan usarse con estos modelos es más limitada, y dependiendo de la complejidad del modelo, la tarea de control puede complicarse. Entonces en este trabajo se busca un compromiso entre simplicidad y exactitud de modelos identificados para sistemas no lineales.

PROPUESTA DE SOLUCIÓN:

Se propone como una alternativa matemática, representar la dinámica de sistemas NO LINEALES con base en una estructura Hammerstein-Wiener; así como mejorar la aproximación de la señal estimada con respecto a la señal original del sistema a identificar, introduciendo cálculo fraccionario.

JUSTIFICACIÓN

La identificación no lineal basada en bloques permite obtener modelos simples y de bajo orden, aun para sistemas complejos. Además, eventualmente, es posible usar los bloques lineales para el diseño de control, lo que abre las posibilidades al seleccionar la técnica para diseñar el control del sistema.

Por otro lado, hoy en día el cálculo fraccionario ha tomado mucha importancia en los ámbitos de la ingeniería y la tecnología especialmente, y a pesar de su reciente auge ha tenido mucho impacto en estas áreas y ha sido de mucha utilidad.

El uso del cálculo fraccionario permite representar sistemas dinámicos de orden superior y fenómenos complejos no lineales con una mejor aproximación (FIT) que los modelos de orden entero. Lo anterior, debido a que el orden arbitrario de las derivadas le da un grado de libertad adicional que permite ajustarse a un comportamiento en específico.

OBJETIVOS

- Identificar el modelo matemático de sistemas dinámicos no lineales, aplicando identificación en bloques y cálculo fraccionario.

Objetivos específicos:

- Validar los modelos identificados de orden entero y fraccionario con los datos reales de 2 sistemas no lineales.
- Comparar el desempeño de los modelos de orden entero y fraccionario.

CONCLUSIONES

La identificación orientada a bloques implementada con las bases del cálculo fraccionario ofreció 2 aportaciones muy importantes:

- La obtención de un mejor FIT a la respuesta de la dinámica del sistema identificado.
- Obtener un modelo matemático más compacto en la parte del bloque lineal.

AVANCES

Sistema del brazo robot

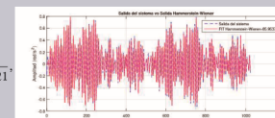
Modelo matemático de orden entero:

$$v(k) = 0.3606u(k) - 0.049u^2(k) + 0.078u^3(k),$$

$$H(s) = \frac{0.08248s^3 - 1.952s^2 - 0.009379s + 0.03217}{2.708s^4 + 0.03041s^3 + 2.082s^2 + 0.008639s + 0.2321}$$

$$\hat{y}(k) = 0.5028x(k) + 0.00066272x^2(k) - 0.0027x^3(k).$$

FIT = 85.95%



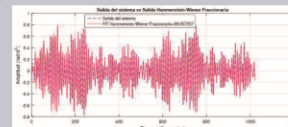
Modelo matemático de orden fraccionario:

$$v(k) = 2.1577u(k) - 0.3255u^2(k) - 0.4069u^3(k),$$

$$H(s) = \frac{-0.08891s^{3.5392} + 0.09957s^{3.3339} + 0.07627s^{-0.2205} + 0.003486s^{-2.1975}}{1.562s^{2.8782} + 1.086s^{2.4611} + 1.233s^{-0.0666018} + 0.3521s^{-0.044113} + 0.1405s^{-3.3104}}$$

$$\hat{y}(k) = -3.192x(k) - 0.0013x^2(k) + 0.0036x^3(k).$$

FIT = 89.65%



Sistema de dos tanques acoplados

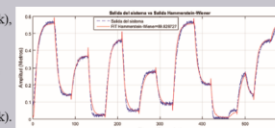
Modelo matemático de orden entero:

$$v(k) = -0.8999 + 0.9553u(k) - 0.00703u^2(k) + 0.0031u^3(k),$$

$$H(s) = \frac{1.653s^4 - 36.51s^3 + 344.4s^2 - 6797s + 7548}{s^5 + 5.567s^4 + 346.5s^3 + 1020s^2 + 22560s + 3026}$$

$$\hat{y}(k) = 0.0098 + 0.0013x(k) + 0.0013x^2(k) - 0.000023x^3(k).$$

FIT = 89.82%



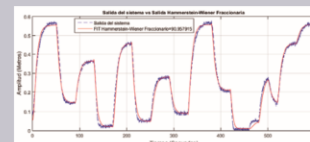
Modelo matemático de orden fraccionario:

$$v(k) = 0.9384 - 0.3183u(k) + 0.0159u^2(k) - 0.0012u^3(k),$$

$$H(s) = \frac{-0.3549s^{-1.3183} + 0.4882s^{-1.7339}}{0.8652s^{-0.63705} + 0.1187s^{-1.5474}}$$

$$\hat{y}(k) = 0.0593 - 0.0447x(k) + 0.0085x^2(k) + 0.000609x^3(k).$$

FIT = 90.95%



BIBLIOGRAFÍA:

- Er-Wei Bai. A blind approach to the hammerstein-wiener model identification. Automatica, 38(6):967-979, 2002.
- Igor Podlubny. Fractional differential equations: an introduction to fractional derivatives, fractional differential equations, to methods of their solution and some of their applications, volume 198. Elsevier, 1998.
- L Ljung. System identification-theory for the user 2nd edition ptr prentice-hall. Upper Saddle River, USA, 1999.
- Patricia Vázquez Guerrero. Identificación de modelos wiener-hammerstein utilizando calculo fraccionario.
- Jozef Vörös. An iterative method for hammerstein-wiener systems parameter identification. Journal of electrical engineering, 55(11-12):328-331, 2004.

Construcción de inversor trifásico de alta eficiencia para aplicaciones de bombeo de agua.

Luis Mauricio Carrillo Santos

Asesor: Dr. Gabriel Calzada Lara

Problemática

Se pueden clasificar los sistemas fotovoltaicos de bombeo de agua dependiendo de la carga, los sistemas que trabajan con bombas de corriente directa (CD) y los que trabajan con bombas de corriente alterna (CA); éstos últimos ofrecen ventajas respecto a los primeros, tales como:

- Mayor capacidad de bombeo.
- Menor costo por mantenimiento.
- Mayor gama de modelos comerciales.

En los sistemas de CA se añade un componente, el inversor, este al operar con motores debe ser capaz de soportar la corriente de arranque la cual llega a ser hasta 8 veces la nominal, por esta razón, en manuales de instalación proponen sobredimensionar el sistema [1][2].

Motivación

En el año 2017, el sector agropecuario representó el 3.4% del consumo energético total del país. En México existen aproximadamente 132 mil pozos para uso agrícola, de los cuales se considera que el 65% cuenta con sistemas de bombeo sobredimensionado, lo que conlleva a un consumo excesivo de energía, atender este sobredimensionamiento de los sistemas llevaría a reducir hasta en un 18% de su costo anual total [3][4].

Objetivos

Objetivo general

Construir un inversor trifásico de al menos 10 kW de potencia, capaz de soportar la corriente de arranque de un motor de inducción (10 hp), para aplicaciones de bombeo de agua.

Objetivos específicos

- Diseñar y construir un inversor trifásico de alta eficiencia de 10 kW para accionar un motor de inducción.
- Diseñar y construir la etapa de control del inversor trifásico.

Propuesta solución

Se propone realizar el diseño y construcción de un inversor trifásico de tipo puente completo para aplicaciones de bombeo de agua. Se pretende utilizar una técnica de modulación que sea capaz de reducir la corriente de arranque del motor y, con ello no sobredimensionar el sistema fotovoltaico.

Resultados de simulación

- Simulación del conjunto Convertidor-inversor-motor empleando técnicas de modulación SPWM y Voltaje-Frecuencia.



Figura 1. Simulación en MatLab de convertidor, inversor y motor

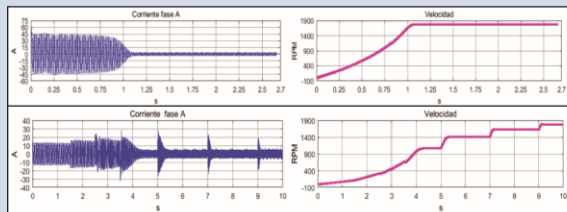


Figura 2. Comparación entre corrientes de arranque usando SPWM y V/F

- Diseño, selección y construcción de inversor trifásico.



Figura 3. Construcción de inversor utilizando Modulo de IGBT FP30R06W1E3

- Diseño e implementación de las técnicas de modulación SPWM y Voltaje/Frecuencia en tarjeta de desarrollo.

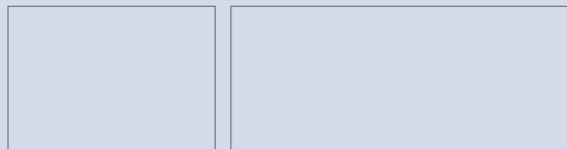


Figura 4. Programación de modulaciones en Nucleo-144 usando MatLab

- Comparación de las corrientes de arranque en motor de 3 Hp.



Figura 5. Corriente de arranque del motor de 3 HP (SPWM)(113 A)

Figura 6. Corriente de arranque del motor de 3 HP (V/F) (16 A)

Conclusión

Con este trabajo, se comprueba que utilizando una técnica de modulación adecuada: es posible disminuir drásticamente la corriente de arranque del motor y con esto evitar sobredimensionar el sistema.

Bibliografía

- [1] M. P. Aparicio, Energía solar fotovoltaica: cálculo de una instalación aislada: Marcombo, 2010.
- [2] S. J. Chapman, Máquinas eléctricas 5a ed.: McGraw Hill México, 2012.
- [3] S. Secretaría de energía, "Balance Nacional de Energía, 2016," 2016.
- [4] S. Secretaría de energía, "Promoción y capacitación para el aprovechamiento de la energía en el campo," vol. Módulo I: Eficiencia en el campo, 2012.

Diseño de un estetoscopio electrónico para la supervisión de problemas cardíacos

LIZBETH VIDAL-CORTEZ¹, ALEJANDRINA RANGEL-MARTELL¹, DR. CARLOS M. ASTORGA-ZARAGOZA², DR. GERARDO V. GUERRERORAMÍREZ², DR. JUAN REYES-REYES² Y DR. CARLOS D. GARCÍA-BELTRÁN²

¹Instituto Tecnológico Superior de Poza Rica de Hidalgo, Veracruz, Calle Luis Donaldo Colosio Murrieta, Arroyo del Maíz S/N, 93230 Poza Rica, Ver.

²Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET), Interior Internado Palmira S/N, Colonia Palmira, Cuernavaca, MOR. 62490, México.

Fig. 1. Esquema general

El estetoscopio también conocido como fonendoscopio, es un dispositivo usado en medicina para escuchar los sonidos internos del cuerpo humano; fue inventado por René-Théophile Hyacinthe Laennec en 1816. Generalmente usado en la auscultación de los latidos cardíacos o los ruidos respiratorios.

Desarrollar un prototipo de un estetoscopio electrónico para el análisis de señales cardiovasculares. Este análisis podrá permitir detectar problemas en personas que padezcan alguna enfermedad cardiovascular.

3. **Análisis y supervisión de señales:** en esta etapa obtendremos el análisis de las señales cardiovasculares, siendo posible verificar si existe alguna anomalía o todo funciona correctamente en el sistema cardiovascular de la persona.

ANTECEDENTES

Las enfermedades del corazón han sido muy relevantes por el simple hecho de que afecta uno de los sistemas demasiado importantes en el cuerpo humano, que es el Sistema Cardiovascular. Uno de los principales instrumentos usados por los médicos para la evaluación del estado funcional del corazón es el estetoscopio. Este instrumento ha ido evolucionando y al incorporarlo con la electrónica lo hace aún mejor.

PROPUESTA DE SOLUCIÓN

En la Fig.1. se observa como se puede tener una mejora en un estetoscopio tradicional. El circuito consta de 3 etapas y son las siguientes:

1. Circuito amplificador: el circuito amplificador cuenta con una serie de componentes y etapas de amplificación y filtración provenientes de la adquisición de la señal auditiva.
2. Procesamiento de señales: al obtenerlas ondas de sonido, pasaremos a procesar la señal para obtener un análisis amplio y seguro de dichas ondas.

Fig. 2. Ondas de sonido del corazón

APORTACIÓN Y ORIGINALIDAD

Haciendo un estudio sobre las causas principales de muertes en México, las enfermedades del corazón es una de ellas. Los estetoscopios estándares no proporcionan ningún tratamiento electrónico de la señal auditiva proveniente del corazón. En este trabajo se propone utilizar un circuito para amplificar esta señal auditiva, para posteriormente analizarla y detectar posibles anomalías en el funcionamiento del corazón.

Fig. 3. Diseño del prototipo del
estetoscopio electrónico

La aportación de este trabajo es basado en un diseño propio de un estetoscopio electrónico. El diseño y desarrollo de

éste estetoscopio electrónico nos permitirá, de alguna manera, detectar problemas en el sistema cardiovascular de cualquier persona en general, tomándose en cuenta las necesidades de cada paciente.

J. S. Osorio Valencia, L. F. Cuesta López, F. Gómez Maya. (2007). Diseño y construcción de un fonocardiógrafo digital con visualización en LabVIEW. Revista Ingeniería Biomédica, 1(1), 4246.

Monitoreo del rendimiento de una suspensión semiactiva a través de un observador adaptable

Pedro E. Alvarado Méndez¹, Carlos M. Astorga Zaragoza¹, Gloria L. Osorio
Gordillo¹ y Ruben Morales Menendez²

¹Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET), Interior Internado Palmira S/N, Colonia Palmira, Cuernavaca, MOR. 62490, México.

²Tecnológico de Monterrey, Escuela de Ingeniería y Ciencias, Av. E. Garza Sada 2501, 64849 Monterrey N.L., México.

ANTECEDENTES	OBJETIVO	Los resultados de la convergencia del
observador adaptable se muestran en la Las suspensiones activas y Diseñar un observador adaptable [4] Fig. 4. semiactivas (Fig.1), aumentan la para la detección del coeficiente de seguridad del automóvil, al mejorar la rigidez de la llanta δ_k estabilidad, permitiendo aumentar el confort de los pasajeros, disminuir el movimiento del vehículo, y aumentar la absorción de los esfuerzos transmitidos por los neumáticos[1]. A su vez, si se presenta un incremento de pasajeros, se tendrá una reducción de rigidez de la llanta como se muestra en la Fig.5, esta reducción de rigidez también puede deberse a una llanta dañada (Fig.6). Fig. 2. Diagrama de solución. Suposiciones: * 'y' son las salidas medidas. Fig.1.- Suspensión Semiactiva.	PROPUESTA DE SOLUCIÓN	
Los observadores basados en modelos * Los estados medidos son observables o en caso de no ser medidos que sean detectables. Fig. 5. Rigidez de la llanta matemáticos, generalmente conocidos como sensores de software. Se utilizan * $\dagger$ β $\ddagger$ son funciones Lipschitz. para estimar parámetros desconocidos o variables de estado no medidas. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA En la Fig.2, se muestra la respuesta del El modelo matemático que representa al perfil del suelo y la posición de la llanta, Se presenta un observador adaptativo para la sistema de amortiguamiento de la Fig.1, en la cual se observa que la llanta estimación del parámetro δ_k La ventaja de es el siguiente[2][3]: siempre converge al perfil del suelo. usar este observador es la facilidad para la $\begin{aligned} \dot{x}_0 &= \omega_0 x_0 + \omega_0^2 x_1 + \omega_0^3 x_2 \\ \dot{x}_1 &= \omega_0 x_1 + \omega_0^2 x_2 \\ \dot{x}_2 &= \omega_0 x_2 + \omega_0^3 x_3 \end{aligned}$ $\begin{aligned} \dot{x}_3 &= \omega_0 x_3 + \omega_0^2 x_4 + \omega_0^3 x_5 \\ \dot{x}_4 &= \omega_0 x_4 + \omega_0^2 x_5 \\ \dot{x}_5 &= \omega_0 x_5 + \omega_0^3 x_6 \end{aligned}$ $\begin{aligned} \dot{x}_6 &= \omega_0 x_6 + \omega_0^2 x_7 + \omega_0^3 x_8 \\ \dot{x}_7 &= \omega_0 x_7 + \omega_0^2 x_8 \\ \dot{x}_8 &= \omega_0 x_8 + \omega_0^3 x_9 \end{aligned}$ (2) $\begin{aligned} \dot{x}_9 &= \omega_0 x_9 + \omega_0^2 x_{10} + \omega_0^3 x_{11} \\ \dot{x}_{10} &= \omega_0 x_{10} + \omega_0^2 x_{11} \\ \dot{x}_{11} &= \omega_0 x_{11} + \omega_0^3 x_{12} \end{aligned}$	RESULTADOS Fig. 6. Ejemplo de llanta dañada. CONCLUSIÓN	

Donde se cuenta con todos los parámetros O_z , & Dugard, L. (2010). Semi-active suspension control design for vehicles. Elsevier. del sistema de amortiguador, excepto por [2] Martínez, J. C. T., Varrier, S., Menéndez, R. M., & el coeficiente de rigidez de la llanta δ_{en} en Sename, O. (2016). Control Tolerante a Fallas en una Suspensión Automotriz Semi-Activa. Revista la masa no suspendida. La detección Fig. 3. Perfil de suelo (Z_r) vs Posición de la llanta (z_{us}) Iberoamericana de Automática e Informática Industrial, 13(1), 56-66. oportuna de este coeficiente hará que se [3] Guo, S., Yang, S., & Pan, C. (2006). Dynamic modeling realicen mantenimientos preventivos o En base a la entrada anterior se estima el of magnetorheological damper behaviors. Journal of correctivos evitando catástrofes, daños al coeficiente de rigidez de la llanta δ_{en} . Intelligent Material Systems and Structures. 17(1), 3-14.

medio ambiente y pérdidas humanas. [4] observer design. Systems & Control Letters, 41(4), 271-Besaçon, G. (2000). Remarks on nonlinear adaptive

Tesista: Ing. Saul Tabares Delgado

Director de Tesis: Dr. Rodolfo A. Vargas Méndez
Co-Director: Dr. Jesus Aguayo Alcúrciga

Las técnicas de diagnóstico de fallas (F.D.I por sus siglas en inglés *Fault Detection and Insolation*) son cada vez más usadas en instalaciones industriales que presentan un incremento en la automatización. Su función principal es garantizar una operación segura y confiable del sistema, que permita detectar y localizar las fallas con el fin de evaluar sus efectos.



En los sistemas electrónicos las técnicas de diagnóstico de fallas son indispensables cuando se incrementa la complejidad o cuando se usan componentes semiconductores de los denominados inteligentes, como los Módulos Integrados de Potencia (I.P.M por sus siglas en inglés *Integrate Power Module*) que son básicamente inversores trifásicos., los cuales tienen dos grandes campos de aplicación: los sistemas de alimentación que no pueden ser interrumpidos, donde la frecuencia y la tensión son fijas y los accionadores o controladores de motores de inducción en donde la frecuencia y el voltaje son variables.

Los accionamientos de motores que utilizan inversores trifásicos de fuente de voltaje (VSI) se usan actualmente en muchas aplicaciones industriales por lo que la confiabilidad de los VSI es uno de los factores más importantes para mejorar los niveles de fiabilidad y disponibilidad de la unidad. Con base en lo anterior actualmente se han reportado una gran variedad de técnicas de diagnóstico de fallas para inversores trifásicos y multinivel [1-5] contruidos principalmente con dispositivos discretos (IGBTs individuales). La mayoría de estas técnicas usan algoritmos o modelos matemáticos complejos (Observadores, análisis wavelet y clasificador bayesiano, redes neuronales PSO-BP) que no siempre representan el comportamiento real del sistema, lo cual puede provocar falsas alarmas en el proceso de detección de fallas.

Estudio del potencial de aplicación del diagnóstico de fallas en el módulo de potencia IRAMS10UP60B para aplicación de convertidores trifásicos y multinivel.

En este trabajo se propone una técnica de diagnóstico de fallas llamada modelo paralelo la cual será aplicada al módulo de potencia integrado IRAMS10UP60B, esta técnica describe la estructura física y el comportamiento del sistema libre de falla y lo compara con el modelo real para la generación de residuos (Figura 1). Esta técnica de diagnostico a comparación con las técnicas reportadas para inversores trifásicos es un método más sencillo y practico de implementar, no se utilizan sensores adicionales para la generación de residuos, si no que se usan los que trae integrados el modulo, además con este método se pretende obtener un periodo de detección mas rápido en comparación con los métodos reportados en la bibliografía, lo cual conlleva a una mejora en la fiabilidad del VSI.

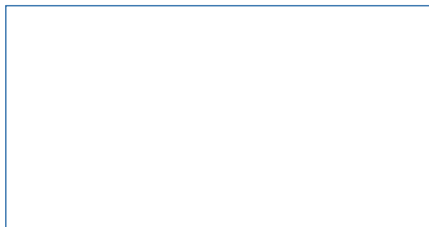


Figura 1. Modelo Paralelo

Para diagnosticar si el sistema esta bajo la influencia de alguna falla (Figura 2), primeramente se miden las señales de los sensores del modelo real y se comparan con las del modelo paralelo propuesto y así generar un residuo que indique la presencia de alguna anomalía en el sistema. Después de esto, el residuo se evalúa por medio de verificación de umbrales (Figura 3) para generar síntomas que indican una determinada falla. Por último, estos síntomas son llevados a un bloque de decisión (Figura 4), el cual se encarga de comparar y verificar si existe una falla, obteniendo con ello el diagnóstico completo.

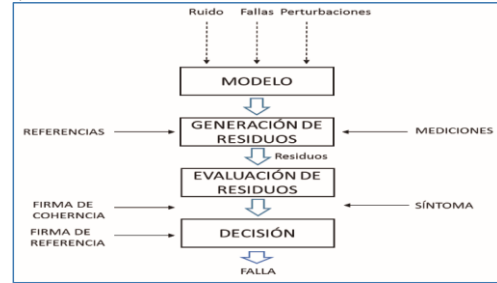


Figura 2. Esquema de diagnóstico

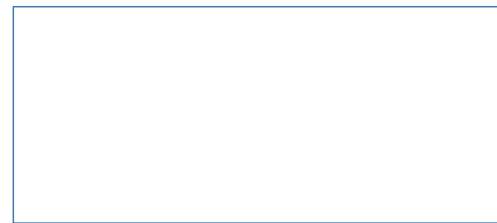


Figura 3. Evaluación de residuos

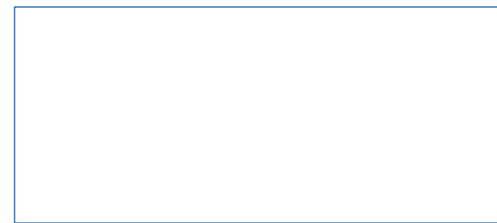


Figura 4. Decisión

Esta técnica de diagnóstico de modelo paralelo esta diseñada principalmente para IPM que tengan integrados sensores y pines de falla, lo cual es muy importante para la aplicación de dicha técnica de diagnóstico. Con este método se mejorará uno de los factores más importantes en muchas aplicaciones industriales que es la confiabilidad de los VSI.

- [1] I. Jlassi, J. O. Estima, S. K. E. Khil, N. M. Bellaaj, and A. J. M. Cardoso, "A Robust Observer-Based Method for IGBTs and Current Sensors Fault Diagnosis in Voltage-Source Inverters of PMSM Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 3, pp. 2894-2905, 2017.
- [2] Z. Li, Y. Wang, H. Ma, and H. Liang, "Open-transistor faults diagnosis in voltage-source inverter based on phase voltages with sliding-window counting method," in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2016, pp. 435-440.
- [3] T. Wang, H. Xu, J. Han, E. Elbouchikhi, and M. E. H. Benbouzid, "Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter System Fault Diagnosis Using a PCA and Multiclass Relevance Vector Machine Approach," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 12, pp. 7006-7018, 2015.
- [4] F. Wu, J. Zhao, and Y. Liu, "Symmetry-analysis-based diagnosis method with correlation coefficients for open-circuit fault in inverter," *Electronics Letters*, vol. 51, no. 21, pp. 1688-1690, 2015.
- [5] Q. Zhang, R. Ma, Y. Huangfu, and B. Zhao, "A novel static fault diagnosis approach for three-phase full-bridge inverter," in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2015, pp. 002360-002366.

Estudio de la Fatiga Mecánica de Materiales Compuestos de Polipropileno/Ceniza de Bagazo de Caña.

Daniel Albarán Campos¹, Alfredo Olarte Paredes^{1,2}, René Salgado Delgado^{1,3}, Areli Marlen Salgado Delgado³, Ricardo Rodríguez Robledo⁴, Alejandro Carlos Pérez Flores⁴

Tecnológico Nacional de México (TecNM)/Instituto Tecnológico de Zacatepec (ITZ), ¹Departamento de Metal-Mecánica; ²División de Estudios de Posgrado e Investigación; ³Departamento de Ing. Química y bioquímica; ⁴Departamento de Ing. Electrónica-CENIDET
Calzada Tecnológico No. 27, C.P. 62780, Zacatepec de Hidalgo, Morelos, México.



RESUMEN

En este trabajo se recoge el estudio de materiales compuestos de polipropileno (PPI) reforzado con partículas de ceniza de bagazo de caña, sometidos a pruebas de tracción y fatiga. Para este propósito se utilizó la máquina universal Instron modelo 2519-107, los datos obtenidos fueron analizados mediante el software de graficación Origin, y la caracterización morfológica mediante SEM con microscopio electrónico de barrido marca Jeol. El material compuesto (PPI/ceniza de bagazo de caña) obtenido mediante moldeado por inyección, presentó una mayor resistencia a la tracción y a la fatiga que el PPI.

PROBLEMÁTICA

El no trabajar en generar nuevos materiales con distintas características contribuye a un mayor uso de materiales plásticos en la industria generando un considerable impacto ambiental.

JUSTIFICACIÓN

El polipropileno es un polímero inerte, reciclable y su tecnología de producción es de muy bajo impacto ambiental; el material de refuerzo (ceniza de bagazo de caña) tiene la característica de ser sustentable con el medio ambiente y mejorar la resistencia mecánica del material.

OBJETIVO GENERAL

Determinar las propiedades mecánicas a la fatiga por tracción y módulo de Young del material compuesto polipropileno/ceniza de bagazo de caña comparando el comportamiento de este a distintos porcentajes de ceniza en 5%, 4% y 2.2%

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Obtener materiales compuestos mediante el método de fusión.
- Obtener el módulo de elasticidad mediante pruebas mecánicas a la tracción.
- Obtener propiedades a la fatiga.
- Caracterizar morfología mediante SEM.

PROPUESTA DE SOLUCIÓN

- Obtener materiales compuestos amigables con el medio ambiente y con mejores características en cuanto a resistencia mecánica.

ALCANCES

- Se obtendrán mediante método de fusión materiales compuestos
- Se analizarán las propiedades a la fatiga y tracción de los materiales compuestos obtenidos.

METODOLOGÍA



RESULTADOS

ENSAYOS DE TRACCIÓN

El ensayo de tracción fue realizado a una velocidad de 1 mm/min. Los datos obtenidos durante el ensayo de tracción fueron analizados mediante el software de graficación Origin. El módulo de Young, y en consecuencia la zona elástica del material se vieron mejoradas en concentración de 4% de ceniza.

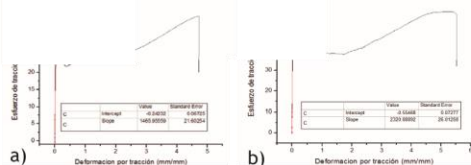


Fig. 4. a) PPI con porcentaje de ceniza de bagazo de caña del 4% módulo de Young: 1466 MPa, b) PPI con porcentaje de ceniza de bagazo de caña del 5% módulo de Young: 2321 MPa

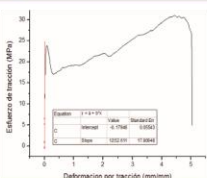


Fig. 5. PPI con porcentaje de ceniza de bagazo de caña del 5% (módulo de Young: 1252 MPa)

ENSAYOS DE FATIGA

Durante los ensayos se observó un mejor rendimiento en cuanto resistencia a la fatiga en la probeta con 4 % de ceniza de bagazo en caña. Los ensayos de fatiga en materiales compuestos. Las fallas a nivel macroscópico, bajo prueba de fatiga mecánica, se refleja en numerosos parámetros como: Control de la amplitud, Frecuencia, dirección de la carga, la relación de carga (tensión-tensión, tensión-compresión y compresión-compresión).

Los parámetros de los ensayos fueron los siguientes:

- Extensión de tracción de 0 a 3 mm
- La velocidad del ensayo 25 mm/min
- Frecuencia 0.07 Hertz

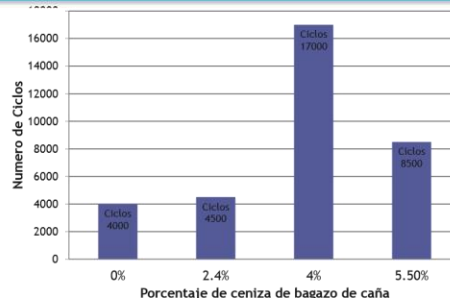


Fig. 6. Gráfica de resistencia a la fatiga de los materiales compuestos polipropileno/ceniza de bagazo de caña.

CARACTERIZACIÓN MORFOLÓGICA

De acuerdo a lo observado mediante el análisis SEM y pruebas de tracción se obtienen mejores resultados con porcentajes de carbono del 4%. Puede apreciarse en la imagen 7.a) y 7.b) las partículas se encuentran embebidas en la matriz, lo cual demuestra que se genera una buena adhesión entre ambos materiales. Puede apreciarse en las imágenes obtenidas, que en porcentajes de 2.4% se tiene una menor concentración de partículas de ceniza de bagazo de caña en la matriz.

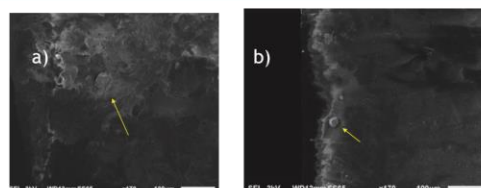


Fig. 7. a) PPI con porcentaje de ceniza de bagazo de caña del 5% (puede apreciarse una partícula de carbono en la matriz) b) PPI con porcentaje de ceniza de bagazo de caña del 2.4% (corte transversal)

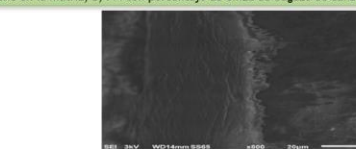


Fig. 8. PPI con porcentaje de ceniza de bagazo de caña del 4% (corte transversal)

CONCLUSIÓN

Se obtuvieron materiales compuestos por la norma ASTM D1708, para su comparación con los polímeros puros. Las agrietamiento del material se debe principalmente a la cantidad de ciclos de tensión-compresión, la carga, la matriz, la relación interfacial de la matriz y las cargas. Durante los ensayos de fatiga realizados a las probetas se observó que el material compuesto por 4% en peso de ceniza de bagazo de caña obtuvo un incremento considerable a la resistencia a la fatiga alcanzando los 17000 ciclos; de igual manera en los ensayos de tracción obtuvo un valor de módulo de Young más elevado (2.32 GPa) en comparación con el polipropileno isotáctico cuyo valor de módulo de Young se sitúa entre 1.1 GPa.

REFERENCIAS

- Callister, W.D., Rethwisch, D.G. Introducción a la ciencia e ingeniería de los materiales. Limusa-Wiley, México (2009).
- Experimental Studies of Stiffness Degradation and Dissipated Energy in Glass Fiber Reinforced Polymer Composite Under Fatigue Loading. Al. Oshita Cadavetti, O. Al-Khadiri, H. Hadavinia, D. Goodwin, and G.H. Lighthill. School of Mechanical & Aerospace Engineering, Kingston University London, SW15 3DW, UK. 2019.
- Flexural performance of bamboo scrimber beams strengthened with fiber-reinforced polymer. Yang Wei, X. Xuewei, J. Maolin, Qian, Guofen. Li College of Civil Engineering, Nanjing Forestry University, People's Republic of China. Marzo 2017
- Guías angustadas bambú fibras en refuerzo de matrices poliméricas: un estudio exploratorio. P. Luna, J. Lizasoain-Herrera, A. A. Marín. Departamento de Ingeniería Civil y Agrícola, Universidad Nacional, Bogotá, Colombia. Departamento de Física, Universidad Nacional, Bogotá, Colombia. Mayo 2016
- Corrección, J.L. Materiales compuestos: tecnología de los plásticos reforzados. Fondo Editorial de Ingeniería Naval, Madrid (1995).
- Herrero, A., Larralde, E. Materiales Compuestos, Tomos I y II. A. Herrero, Zaragoza (2000).
- Un estudio de los compuestos de PP / PET: diseño factorial, propiedades mecánicas y térmicas. Renato Carvajalencio Novato, Baitus Cornelius Bonse. Centro Universitario da FEI, Avenida Humberto de Alencar Castelo Branco, 3972, São-Bernardo do Campo, SP, 09850-901, Brazil, Octubre 2016
- Raj, A., Abdelkhalil, H., Essabir, H., Fakou, C., Bouhfid, R., & Qais, A. (2018). Prediction of the cyclic durability of woven hybrid composites. *Durability And Life Prediction In Biocomposites, Fibre-Reinforced Composites And Hybrid Composites*, 27-42. doi: 10.1016/B978-0-08-102290-0.00003-9

1ª Jornada de Ciencia y Tecnología Aplicada

Efecto de los Perfiles de Carga en el Desempeño de Sistema de Calentamiento Solar para la Industria

Cruz-Piñuelas L.A.¹ y Flores-Prieto J.J.²
(1) lester.cruz17me@cenidet.edu.mx (2) jasson@cenidet.edu.mx

Tecnológico Nacional de México/Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico.
Interior Internado Palmira S/N, Col. Palmira, C.P. 62490. Cuernavaca, Morelos. Tel.
01(777) 362-7770, ext. 1302, www.cenidet.edu.mx

1. Introducción

Actualmente, el sector industrial es uno de los principales consumidores de energía, llegando a representar el 28.9% del consumo global. El 60% se utiliza para producir calor en los sectores industrial, residencial y comercial [1], en dónde la energía solar es una alternativa. El calentamiento en torno a 90°C, tiene una gran demanda por su aplicación en el precalentamiento de agua para calderas, proceso que se puede satisfacer con sistemas de calentamiento solar, utilizando captadores de placa plana y almacenes térmicos [3].

En el diseño de los sistemas, los parámetros que mayormente influyen son el recurso solar disponible, la demanda, y más específicamente el perfil de carga [4]. El rendimiento de los sistemas usualmente se evalúa optimizando la ganancia de calor solar, la fracción solar, los costos de la energía y/o el tiempo de retorno de la inversión, para determinar el área de captación y el volumen de almacenamiento [4]. Sin embargo, a pesar de que el perfil de carga ha mostrado su efecto en la fracción solar, los estudios son limitados, y no se ha mostrado el grado de afección en el desempeño térmico del perfil de carga en periodos anuales [5, 6 y 7].

Figura 1. A) Perfiles de carga por intervalos, B) perfil de carga continuo y C) perfil de carga discontinuo.

2. Objetivo

Determinar el efecto del perfil de carga en el desempeño térmico de un sistema con energía solar, para precalentamiento de agua para calderas, de acuerdo a condiciones de operación de la industria mexicana considerando distintos perfiles de carga.

3. Sistema de calentamiento solar

El sistema de calentamiento solar tiene almacén térmico e incorpora tecnología de captadores de placa plana. La configuración tiene tres circuitos: el circuito de captación solar que opera por arriba de punto de evaporación con agua-etilenglicol, el circuito de almacenamiento térmico que opera por debajo del punto de evaporación con agua, y el circuito de integración al proceso que entrega agua tratada a 90°C.

Figura 2. Sistema de calentamiento solar, i) Circuito de captación solar, ii) de almacenamiento térmico y iii) de integración.

Los 24 perfiles de carga continuos, considerados en el estudio, para cada una de las tres configuraciones se muestran en la figura siguiente.

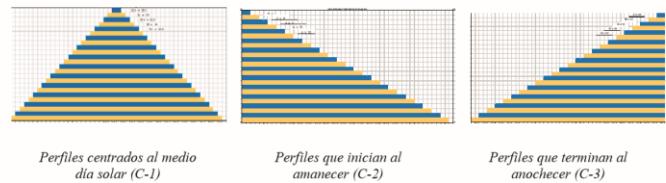


Figura 4. Configuraciones de perfiles de carga.

5. Resultados

La FS y GCS se evaluó para las tres configuraciones con los 72 perfiles distintos de cargas, para Rv y Ru óptimas (50 l/m² y 100 l/m²-día respectivamente). En las tres configuraciones de carga, los valores de FS y GCS se ven afectados principalmente por el perfil de carga, seguido de la razón de uso, mientras que el efecto de la razón volumétrica es poco considerable.

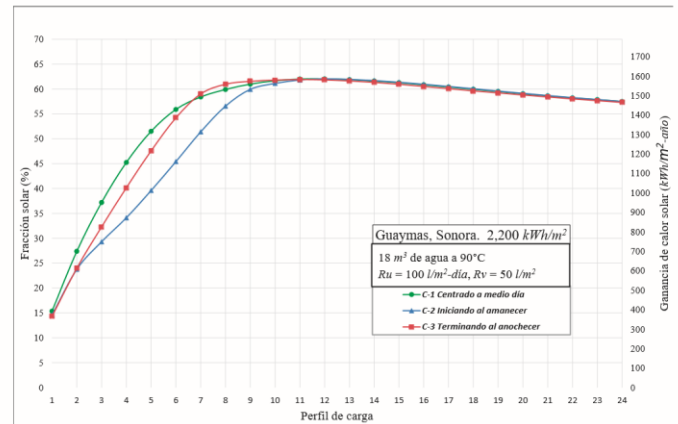


Figura 5. Herramienta gráfica de desempeño térmico.

6. Conclusiones

- En el estudio se observó que el perfil de carga es un factor que afecta considerablemente el desempeño de sistemas de calentamiento solar con almacenamiento.
- En las tres configuraciones de demanda, la FS y la GCS son afectadas hasta un 47% por el perfil de carga, al distribuirlo de 1-24 horas.
- El efecto por el tipo de configuración no afecta desempeño significativamente si la demanda se distribuye en menos de dos horas o en más de ocho horas.
- Comparando el desempeño con la configuración C-1 y C-3, la FS y la GCS no cambiaron significativamente.
- Comparando el desempeño térmico de C-1 con C-2, la FS y la GCS se redujeron hasta un 12%, en los periodos de demanda de 3-7 horas.
- En el comparativo de las tres configuraciones, en el intervalo de 2-10 horas, el tiempo de la demanda afecta la FS y la GCS hasta en un 258%.

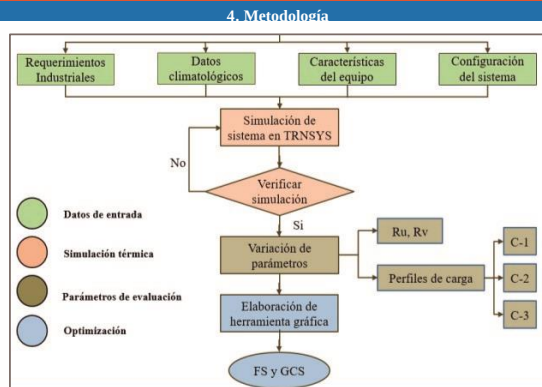


Figura 3. Metodología.

7. Bibliografía

- [1] Sener, "Balance Nacional de Energía," 2017
- [2] Z. Jiang, Y. Chen, X. Zhou, and J. Jin, "Investigation of Solar Thermal Power Technology," in International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices, 2011, pp. 275–281.
- [3] R. Barrera, "Diseño de un sistema de captación solar de mediana temperatura," CENIDET, 2017.
- [4] A. Sharma, C. Sharma, S. Mullick, and T. Kandpal, "Solar industrial process heating: A review," Renew. Sustain. Energy Rev., vol. 78, no. December 2016, pp. 124–137, 2017.
- [5] A. Baniassadi, M. Momen, and M. Amidpour, "A new method for optimization of Solar Heat Integration and solar fraction targeting in low temperature process industries," Energy, vol. 90, pp. 1674–1681, 2015.
- [6] C. Lauterbach, "Potential, system analysis and preliminary design of low-temperature solar process heat systems" University of Kassel, 2014.
- [7] T. Bouhal et al., "Impact of load profile and collector technology on the fractional savings of solar domestic water heaters under various climatic conditions," Int. J. Hydrogen Energy, vol. 42, no. 18, pp. 13245–13258, 2017.