

ISSN 1390-6712

MASKAY



Vol. 9, No. 2

Revista MASKAY

Departamento de Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones
Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE

DIRECTOR DEL DEEL

Mayo. de COM. Carlos Enrique González Mantilla

EDITOR GENERAL

Diego Arcos Avilés

CONSEJO EDITORIAL

Enrique V. Carrera (ESPE)
Carlos Julio Tierra (UFRJ)
Diego Benítez (USFQ)
Lauro Ojeda (UMICH)
Ana Guamán (ESPE)
Juan Pablo Robelly (R&S)
Vinicius Petrucci (UFBA)
José Luis Rojo (URJC)
Daniel Ochoa (ESPOL)
Alexis Tinoco (ESPE)
Martha Cecilia Paredes (EPN)

INFORMACIÓN DE CONTACTO

Revista MASKAY
Departamento de Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones
Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE

Av. Gral. Rumiñahui (S/N)
P. O. Box 17-15-243B
Sangolquí, Pichincha, Ecuador
Telf. +593 2 3989400 ext 1867

El contenido de los artículos aquí publicados es responsabilidad exclusiva de sus correspondientes autores. Mayor información en <https://journal.espe.edu.ec/ojs/index.php/maskay/index>.

Presentación

El Departamento de Eléctrica y Electrónica de la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE, consciente de su gran responsabilidad con la sociedad, busca proponer e impulsar iniciativas tendientes a fomentar el desarrollo integral de la ingeniería eléctrica y electrónica en el Ecuador. Como resultado de este compromiso, nace en el año 2011 la revista Maskay. Esta revista sintetiza de una forma documentada los esfuerzos en investigación y desarrollo que desarrollan los docentes/investigadores y estudiantes de la región.

En la actualidad, la revista MASKAY se encuentra indexada en diversas bases de datos: **SciELO-Ecuador**, **Latindex**, **LatAm-Studies** Estudios Latinoamericanos, **RootIndexing**, **MIAR** (Matriz de Información para el análisis de Revistas), **DOAJ** (Directory of Open Access Journals), **DRJI** Directory of Research Journals Indexing) y **REDIB** (Red Iberoamericana de Innovación y Conocimiento Científico), con el objetivo de difundir a nivel internacional las publicaciones realizadas en esta revista. Además, para que exista una mejor divulgación de sus contenidos, la revista MASKAY cuenta con número **DOI (Digital Object Identifier)** legítimamente registrado y validado por **Crossref**, lo que permite una fácil localización de sus contenidos en la web.

En este segundo número de la novena edición, la revista MASKAY pone a consideración de la comunidad científica cinco trabajos de investigación realizados por investigadores de centros de educación superior de Latinoamérica.

Diego Arcos Avilés
Editor General

Contenido

Prototype of automated irrigation system improves the yield of potatoes (Solanum tuberosum L.) in Riobamba-Ecuador using wireless network sensors-WSN and 6LoWPAN

DOI: 10.24133/maskay.v9i2.1058

Oswaldo Martinez, Carla Arguello, Juan León, Paúl Cherres, Gisela Cujilema.. 25

Estrategia de gestión de la energía en vehículos eléctricos con pila de combustible y sistema de almacenamiento híbrido utilizando control predictivo económico

DOI: 10.24133/maskay.v9i2.1145

José Luis Sampietro, Vicenc Puig, Ramon Costa Castelló..... 31

Uso de CAD para un sistema de identificación de molienda de Cobre

DOI: 10.24133/maskay.v9i2.1111

José Leonardo Benavides, Edgar Ochoa, Hernan Castillo, Gonzalo Riofrio, Jorge Tocto..... 41

Diseño e implementación de un demodulador QPSK utilizando una técnica de tendencia central

DOI: 10.24133/maskay.v9i2.1170

Pablo Aníbal Lupera Morillo, Nelson Solano..... 51

Real-time QFT Control for Temperature in Greenhouses

DOI: 10.24133/maskay.v9i2.1162

Rafael Augusto Núñez Rodríguez, Carlos L. Corzo R. 58

Comité Técnico

Darwin alulema
Fausto Cabrera
Andrés Cela
Marcelo García
Pablo Lupera
Oswaldo Martínez
Vicente Mut
Rafael Pérez
Carlos Rosero
Soraya Sinche
Andy Vega

Geovanni Brito
Gustavo Caiza
Nelson Díaz
Jacqueline Llanos
Freddy Macías
Darío Mendoza
Manolo Paredes
Jesús Rodríguez
José Luis Sampietro
Fabricio Tipantocta

Prototype of automated irrigation system improves the yield of potatoes (*Solanum tuberosum* L.) in Riobamba-Ecuador using wireless network sensors-WSN and 6LoWPAN

*Prototipo de Sistema automatizado de riego mejora el rendimiento de la papa (*Solanum tuberosum* L.) en Riobamba-Ecuador usando sensores de redes inalámbricos-WSN y 6LoWPAN*

Oswaldo Martínez, Carla Argüello G., Juan León, Paúl Cherres, Gisela Cujilema

Abstract—The aim of this study was to optimize irrigation water in the potato (*Solanum tuberosum* L. cv INIAP Natividad) crop to ensure the maximum productivity of the crop, using WSN according to the agro-ecological conditions of the area, which have allowed to monitor environmental parameters in potato cultivation and have ensured an efficient control system in irrigation. The WSN irrigation network was implemented using four Arduino modules configured with 6LoWPAN; two modules controlled the solenoid valves together with FC-28 sensors, which capture soil moisture, and through the DHT11 sensor the temperature and relative humidity. The fourth module functioned as a gateway through which information is sent to a database developed in PostgreSQL. Additionally, a Web server (Apache) was configured to visualize the control of the drip irrigation system developed in php, JAVA. It was concluded that the T1 (automated irrigation), which had achieved an evidence with a higher productivity in the potato cultivation in 19.2%, with a water consumption of 20% less than the T2 (manual irrigation). This evidences a clear saving of the hydric resource and an optimum development in the potato crop when comparing it with traditional irrigation system.

Index Terms—Next generation networking, IP networks, Internet of Things, Telecommunication network, Wireless LAN

Resumen—El objetivo de esta investigación fue optimizar el agua de riego en el cultivo de la papa (*Solanum tuberosum* L. cv.

O. Martínez, P. Cherres, G. Cujilema., Escuela Superior Politécnica de Chimborazo, Facultad de Tecnologías de la Información y Electrónica, Carrera de Telecomunicaciones, Panamericana, south km 1 1/2, Riobamba - Ecuador, (e-mail: {geovanny.martinez, p_cherrez}@esepoch.edu.ec, gise_e2008@yahoo.e)

C. Arguello. Escuela Superior Politécnica de Chimborazo, Facultad de Recursos Naturales, Carrera de Agronomía y Forestal, Panamericana, south km 1 1/2, Riobamba - Ecuador, (e-mail: c_arguello@esepoch.edu.ec)

J. León. Escuela Superior Politécnica de Chimborazo, Facultad de Recursos Naturales, Carrera de Agronomía, Panamericana, south km 1 1/2, Riobamba - Ecuador, (e-mail: j_leon@esepoch.edu.ec)

INIAP Natividad) para asegurar la máxima productividad del cultivo, utilizando WSN de acuerdo a las condiciones agroecológicas de la zona, lo cual permitió monitorear parámetros ambientales en el cultivo de la papa y asegurar un sistema de control eficiente en el riego. Se implementó la red WSN utilizando cuatro módulos Arduino configurados con 6LoWPAN, dos módulos controlaron las electroválvulas conjuntamente con sensores FC-28 que captan la humedad del suelo, y a través del sensor DHT11 la temperatura ambiental y la humedad relativa. El cuarto módulo funcionó como Gateway a través del cual se envía información hacia una base de datos desarrollado en PostgreSQL. Adicionalmente, se configuró un servidor Web (Apache) para visualizar el control del sistema de riego por goteo desarrollado en php, JAVA. Se definió T1 = riego automatizado, evidencia con una mayor productividad en el cultivo de la papa en un 19,2%, con un consumo de agua del 20% menos que el T2 (riego manual). Esto evidencia un claro ahorro del recurso hídrico y un óptimo desarrollo en el cultivo de la papa al compararlo con el sistema tradicional.

Palabras Claves—Redes de nueva generación, redes IP, Internet de las cosas, redes de telecomunicaciones, redes inalámbricas.

I. INTRODUCTION

THE applications of the Wireless Sensor Networks (WSN) has grown worldwide, play an important role to increase the ubiquity of the networks with low cost and easy implementation smart devices, using standards such as IEEE 801.15.4 in the physical layer and 6LoWPAN in the network layer [1].

The same ones that are not compatible with the TCP/IP protocol stack. For this reason, the IETF (Internet Engineering Task Force) developed a 6LoWPAN (IPv6 over Low-Power Wireless Personal Area Networks) communication standard which improves its functionality [2].

A WSN is a network formed by a series of small low-cost, low-energy, and easily-deployable sensors. Providing scalability, flexibility, and cost reduction, it is a viable solution for precision agriculture applications. WSN technologies are used in agriculture to provide remote monitoring of parameters such as temperature, relative humidity, luminosity, among others, in order to create a simple and effective interaction environment to monitor the growing of crops [3].

One of the most outstanding applications of these networks is AP, agriculture of precision, which emerged from the 80's and is a method that proposes the use of modern technologies and communication tools that are capable of facilitating the continuous collection of physical variables involved in the development of production for subsequent analysis and immediate decision making [4].

Ecuador is a country with a deep agricultural vocation, which prioritizes the production of crops such as potatoes, considered the basis of human nutrition, especially in the Ecuadorian sierra [5].

Potato is a demanding crop of water and very sensitive to water deficit, which is why an important good water supply during all stages of its phenological growth stage, otherwise it may cause disorders in the tuber.

The potato plant is sensitive to water stress and water availability in the soil cannot be less than 30% to achieve optimum yields. In the potato crop, a high availability of assimilates promotes the growth of roots, stolons, leaves, and branches [6].

The effect of water stress is the reduction of foliage growth for the partition of assimilates to the tubers, which determines a decrease of the crop cycle. The highest water demand occurs in the plant growth and germination stages of the tubers, which is where the optimum crop development is assured, the other plant development stages will require the water resource but in a smaller proportion [6].

The water resource is both limited and vital agricultural input in agriculture, its optimal distribution is a priority. Currently, different irrigation methods are installed lacking a system that together allows to measure soil moisture, control irrigation time, and to identify the portion of soil that really needs to be irrigated. This is a disadvantage due to the irrigation deficit causes a low yield in its production and, on the other hand, the excess of irrigation can trigger permanent soil infertility [7].

The aim of this study was to optimize the irrigation water in the potato (*Solanum tuberosum* L. cv. INIAP Natividad) crop to ensure maximum crop productivity by exposing an exploration of the relevance and real benefits of the automation of drip irrigation using WSN and 6LoWPAN wireless network sensors in Riobamba-Ecuador.

A. Study area

The study was conducted at the Irrigation Experimental Center, Macaji campus of the Escuela Superior Politécnica de Chimborazo-ESPOCH, Riobamba, Ecuador located at an

altitude of 2821 meters above sea level, a Latitude of 1° 39'18.82"S, Longitude 78°40'39.99" with an average temperature of 13.5°C, an annual rainfall of 350 mm and a relative humidity of 66.4%. For the investigation in the field, 6 parcels of 10×10 meters each other were installed in a total area of 600 m² of net area for the assay with a separation of 2 meters among them, in each plot were located ten rows of 0.8 m of length and 0.2 m of width, were located in each plot. The drip irrigation system was implemented using a line of 0.25 m drippers and a flow rate of 1.02 liters per hour.

B. Network design

A WSN is a network of short range, low speed, and low energy consumption that consists of a set of spatially distributed autonomous nodes that monitor their environment [7].

The designed network consists of six nodes, three of them are sensor nodes, two are actuating nodes and the main one, is the network gateway. All of them were installed with a star topology in which each sensor/actuator node (final device) maintains only a direct communication path with the gateway. This simple topology is justified by the small number of devices that make it up.

In addition, a WSN network with 6LoWPAN was installed, which have allowed the monitoring of some parameters (soil moisture, maximum, and minimum temperatures, relative humidity) for the soil moisture content determination in real time and therefore, programming the irrigation efficiently according to the needs of the potato crop. Additionally, a portable meteorological station was installed to collect sufficient and important agroclimatic information.

The WSN are widely used in the monitoring and control of rainfall in agricultural areas of Colombia [8]. The WSN were constituted by sensors capable of taking information from the environment with which they interact and then be processed and sent through wireless links to the network gateway to send them later to the base station, where information is stored and controlled for the decision making.

Currently, the most used networks are those that are based on the specifications of the standard IEEE 802.15.4. Given these concerns, 6LoWPAN arises due to the facility it offers to interconnect IPv6-based systems with TCP/IP architectures [9].

Finally, through the Contiki operating system, an IP communication system is incorporated for both IPv4 and IPv6, which makes easier and safer the information storage [10].

II. EXPERIMENTAL PROCEDURE

In this research, a complete block design was carried out with two treatments and three replicates, with automated irrigation (T1) and manual irrigation (T2). The procedure of planting the potato plants was as follows: location of the seed at 5 cm of soil depth and a distance among rows of 0.80 m and 0.25 m among plants.

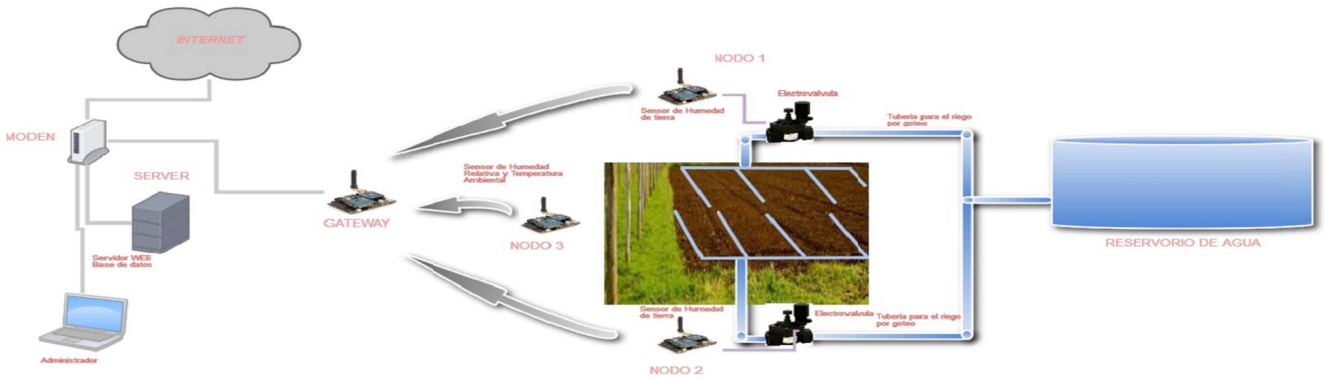


Fig. 1. Diagram of the Automated irrigation system

To determine the agroclimatic information and be able to establish the water requirements for potato crop, sensors were installed linked to a portable weather station, which bring the information of maximum-minimum temperatures, relative humidity, and wind speed, among others. Additionally, installed sensors provide relative humidity readings ranged from 20-95 (%) and temperature 0-50°C in the soil.

The cultivar of potato used is INIAP Natividad, with a cultivation cycle of 153 sowing-harvest days. The parameter evaluated was the harvest, yield per plot, yield classification, weight, number of tubers, water footprint determination, and cost benefit analysis. The agronomic management of the potato crop was applied according to the agroclimatic conditions of the study area.

A. Hardware design

The technical operation and configuration features of the main components that constitute the sensor nodes and Gateway node of the proposed network were considered, as the picture shows Fig.1.

B. Determination of the irrigation system

To determine the potato crop evapotranspiration, the standard type A evaporimeter tank was used, the formulas used to determine the daily water requirements were as follows:

$$\epsilon t_o = eva \cdot k_p \quad (1)$$

$$\epsilon t_c = \epsilon t_o \cdot k_c \quad (2)$$

where ϵt_o is the evapotranspiration of reference (mm/day), eva is evaporation (mm/day), k_p is the FAO correction factor (RH%, Vvm/s, Barlovento), ϵt_c is the evapotranspiration of potato crop (mm/day), and k_c is the crop development, nutritional requirement and irrigation.

For the first crop irrigation, the soil moisture content was determined by the gravimetric method. Thus, it was completed to field capacity, with this information, the humidity sensors were calibrated for the automation, as shown in Fig. 2(a) and Fig. 2(b).

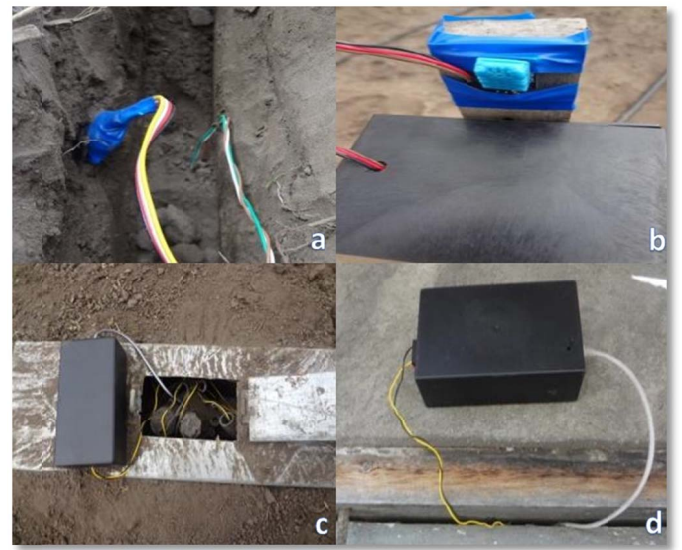


Fig. 2. Installation of the humidity sensors and components of the drip irrigation system. (a) Location of the humidity sensor DHT11. (b) Sensor DHT11. (c) Installation of the relays with solenoid valves. (d) Location of the Gateway.

C. Drip irrigation system

The irrigation system implemented consists of: irrigation belts located 1 m apart among rows with drippers every 0.25 m of separation, with a flow rate of 1.02 l/h per dropper, two electro-valves depending on their respective relay, which receives the on-off commands from the sensor nodes 1 and 2 from the system, see Fig. 2(c).

The solenoid valves receive the start command when the consumption of useful water in the soil is 25%. They receive the shutdown command when the humidity sensor determines that they reach field capacity.

D. Sensor nodes

All the nodes in the network include at least one processing module, a communication module, a power supply module, and interfaces for their connection. The sensor nodes have been placed on a wooden base 1 m deep to avoid direct contact with soil moisture. The location of the nodes and their sensors was as follows:

- Node 1 is located at 1/3 of potato crop area with the aim

to acquire information from the edges of the plot.

- Nodes 2-3 are located in the plot center.
- Soil moisture sensors are located at 15 and 45 cm of soil depth, where the greatest amount of the mass of the absorbent root is found in the potato crop.

E. Central node or Gateway

Once the modules of each node are configured, the gateway forms the network, randomly assigning a unique address to identify it. The central node has been installed 30 m from the portable weather station, as shown in Fig. 2(d).

F. Information processing and storage module

The web server that stores the graphical interface and database is installed in one of the offices closest to the potato crop, where the internet is available for the app access.

G. Response module

Two electro-valves were installed inside metal boxes closed to the lateral irrigation pipe. They are through their relays execute the orders sent by the sensor nodes 1 and 2 to which they are connected. When the values obtained from the soil moisture content are outside the minimum (7%) and maximum (15%) ranges established after the sensor calibration, they open or close respectively one of the electro-valves (Table I).

H. Functionality tests

The tests are established according to the scope of compliance with the objectives, focusing on verifying that it is possible to have a technological tool, which have allowed to control a drip irrigation system that works according to the potato crop parameters (relative humidity, temperature, soil moisture) and ensure the maximum crop productivity monitored in real time by the WSN network with 6LoWPAN.

I. Statistical analysis

In this study, ANOVA for the complete block design was carried out with 2 treatments and 3 replicates with Tukey at 5% for treatments. The analysis of the variance determined that there is no significance among replicates. To identify significant difference among treatments and statistical significance for all comparisons was made at $p < 0.05$ Tukey's multiple ranks tests were used to compare the mean values of treatments.

TABLE I
TECHNICAL FEATURES

Parameter	Description
Series	2000
Model	2010
Thread	Type female 1 1/2
Body	Valve manufactured in nylon 6.6 with 30% fiberglass assembled with screws, shaft and stainless steel dock. It has a flow regulator.
Voltage	24 Vac
Work temperature	2 to 80 °C
Precision	1 to 10 bar
Response to opening and closing	0.5 s
Flow range	38 to 240 l/min

III. SIMULATION RESULTS

In the Tukey test at 5% among replicates, no significant difference was found in the analysis of variance with the same test for T1 and T2, it is determined to be highly significant, with T1 = automated irrigation with an average of 40.27 tons per hectare and the treatment T2 manual irrigation with an average of 32.53 tons per hectare (Figure 3).

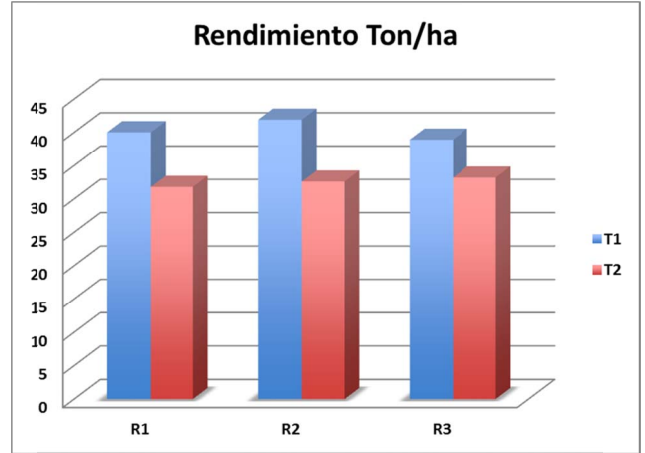


Fig. 3. Potato crop yield per treatment T1, T2 and replicates.

A. Water footprint

In terms of water consumption compared to the performance of each treatment, we have: for T1 (automated irrigation) we used 51.15 l/kg of potato crop production and for T2 (manual irrigation) 52.38 l/kg of potato crop production. These evidences a clear saving of the hydric resource and an optimum crop development. With reference to the crop phase determination day-sowing-harvest, the initial phase had achieved duration of 38 days, the development phase 33 days, the intermediate phase 12 days, and the final phase 70 days, respectively, defining days sowing harvest to 153. In the corresponding tuber yield categorization of T1 were as follows:

- Of first: 66%
- Of second: 24%
- Of third: 10%

In the case of T2 were as follows:

- Of first: 26%
- Of second: 35%
- Of third: 39%

In treatment T1 (automated irrigation) compared to T2, it is possible to determine that with the saving of 20% of water resource, a potato crop yield of 19.2%.

IV. MOTIVATION

Recent practices in precision agriculture include two main micro irrigation methods, which promote interesting water efficiency. The first method is the drip irrigation. This irrigation system is composed of the following components: water source (generally is a tank), which is connected with a main tube called main pipeline. To this line, several pipes are connected using manual or electrical valves that control the

water flow. The pipes go through the field and distribute water for each plant.

The second method is the sprinkler irrigation, which delivers water through a pressurized pipe network to the nozzles of sprinkler, which spray the water into the air [11]. However, this method is less efficient than the drip one, since more water is losing due to evaporation and runoff.

Therefore, in this study we choose the drip strategy for our design. We note also that our proposed model is designed for a site-specific irrigation where the crops are characterized by a spatial temporal variation of the irrigation requirements. The variability comes from the soil type, crop type, crop, and meteorological conditions. The modular configuration of the automated irrigation system allows it to be scaled up for larger greenhouses or open fields. The automated irrigation system implemented was found to be feasible and cost effective for optimizing water resources for potato crop production. Besides the monetary savings in water use, the importance of the preservation of this natural resource justify the use of this type of irrigation systems.

Mostly, water management depends on types of soil such as alluvial sandy soil with different layers of sand and silt. If clay content having less than 5% and water retention capacity is less than $50 \text{ mm}^3/\text{mm}^3$, then it has to irrigate every 7 days. If well-drained red soil of high physical potential, but with low pH and clay is equal to 15–20%, then it has to irrigate every 20 days. The quality of potato crop depends on the type of water supply; water supply can be from different resources such as gravitational water, free drainage, rainfall, and available water, estimating soil moisture and relationship with crop yield using surface temperature and vegetation index [12].

Wireless sensor network (WSN) have many applications such as industrial automation, automated and smart homes video surveillance, traffic monitoring, medical device monitoring, monitoring of weather conditions, air traffic control, robot control, personal body area network [12].

Another similar study is carried out by [13], who through WSN-Wireless Sensor Networks, presents a solution for the monitoring of environmental quality in the city of Quito-Ecuador, which, beyond monitoring the air quality, extends to the most conflictive sectors of the city of Quito-Ecuador.

In [14], applied an Internet Protocol version 6 (IPv6) in a wireless sensor network (WSN), for the remote monitoring of short-cycle crops at the La Pradera farm, this research presents a process similar to the one applied but does not show the contribution Significant use of wireless networks in potato crop productivity.

The present research on the contrary potentiates the use of WSN with 6LoWPAN for the monitoring and control in real time of the productive process of the cultivation of the potato and makes possible the taking of opportune decisions to assure an optimal development of the same.

Use of Information technology introduced a new concept in agriculture as Precision Agriculture. The precision framing adoption is a cyclic process of data gathering, diagnostic, data examination, accuracy field operation and evaluation. For state

and condition monitoring of crop there is visual inspection, color estimation and mold localization. For monitoring the conditions wireless sensor network is preferred since it provides results in real time and there is no limitations of distance and physical barrier, as data provided is in real time [15].

The irrigation system efficiency reflects the interaction between irrigation and crop yield. The major problem of agriculture is the scarcity and quality of water resources. For the quality water it has no direct effect on water use efficiency, but irrigation system has great effect on water use efficiency [16]

The results of this study showed that farmers, when implementing the system, will achieve a significant saving of the time it takes them to collect potato crop data, which allows them to have greater control of the variables involved in the process. The contributions that these automated control systems can give the user are multiple and increasingly necessary to reduce task time, optimize resources and respond immediately, solving problems with greater efficiency.

V. CONCLUSION

The interoperability of WSN networks with TCP/IP architectures has been demonstrated by presenting the data collected by the WSN in the designed web application. The irrigation system can be adjusted to potato crop response and in addition, a variety of specific crop needs, which requires minimum maintenance. With the implementation of the system, an intelligent irrigation has been obtained that provides the potato plant with the amount of water necessary and sufficient for its development, thus avoiding unnecessary waste of scarce water resources. The research responds to the need of the farmer, to have a technological tool that allows him to acquire information on agroclimatic parameters that were previously carried out manually. The implementation of the WSN with 6LoWPAN has allowed automating the irrigation of a potato crop, thus achieving a technology tool that allows quick access to data to help decision making. The studied cultivar Natividad INIAP of potato crop was attended to in its water requirements, and a good branching, yield, size and crop development, which was observed under the assay conditions.

ACKNOWLEDGMENT

We appreciate the effort and collaboration of all those involved in this research and especially the schools of Agronomy, the Department of Irrigation and the School of Electronics.

REFERENCES

- [1] Cama, A; De la Hoz, E; Cama, D. (2012), "Las Redes de Sensores Inalámbricos," *Rev INGE CUC*, vol. 8, no. 1, pp. 163-172.
- [2] Diedrichs, A. (2012). 6LoWPAN. IPv6 for Wireless Sensor Network. SASE, pp. 2-25.
- [3] Rodriguez, S., Gualotuña, T. & Grilo, C., "A System for the Monitoring and Predicting of Data in Precision Agriculture in a Rose Greenhouse Based on Wireless Sensor Networks." *Procedia Computer Science*, vol. 121, pp. 306-313, Dec. 2017.

- [4] Iacono, L; Godoy, P; Marianetti, O; García, G; Párraga, C., "Estudio de la Integración entre WSN y redes TCP/IP," *Memoria de Trabajos de Difusión Científica y Técnica*, no. 10, pp. 57-68.
- [5] Monteros, G.A., "Rendimientos de la papa en Ecuador Primer Ciclo 2016 (diciembre a junio)," *Sinagap*, pp. 1-10, 2016.
- [6] Peña, B.F. & Zenner, Dp., "Irrigation response of potato (*Solanum tuberosum* L.) var. R12 Diacol Capiro," *Revista U.D.C.A Actualidad & Divulgación Científica*, vol 18, no. 2, pp. 385-392, Jul.-Dec. 2015
- [7] Castro, N., Chamorro, F., Viteri, M., "Una red de sensores inalámbricos para la automatización y control del riego localizado," *Revista de Ciencias Agrícolas*, vol. 33, no. 2, pp. 106-116, Jul. 2016.
- [8] M. Mancuso and F. Bustaffa, "A wireless sensors network for monitoring environmental variables in a tomato greenhouse," in *IEEE International Workshop on Factory Communication Systems*, Torino, Italy, Jun. 2006, pp. 107-110.
- [9] Archila, D; Santamaria, F., "State of the art of wireless sensor networks," *Tecnología Investigación y Academia*, vol. 1, no. 1, pp. 4-14, Jul.-Dec. 2013.
- [10] Eressea Solutions, "Contiki: El sistema operativo Open Source que gobierna el Internet de las cosas," *Recursos de Diseño y Desarrollo Web*, 2014.
- [11] I. Bennis, H. Fouchal, O. Zytoune and D. Aboutajdine, "Drip irrigation system using Wireless Sensor Networks," *Federated Conference on Computer Science and Information Systems (FedCSIS)*, Lodz, Poland, Sep. 2015, pp. 1297-1302.
- [12] Bhanarkar, M.K., Korake, P.M. and Dubey, S., "Soil salinity and moisture measurement system for grapes field by wireless sensor network," *Cogent Engineering*, vol. 3, no. 1, pp. 1-9, 2016.
- [13] Herrera, C., González, F., Sá, P. and Sá, J., "Análisis y Evaluación de una Solución basada en IPv6 para Monitoreo de Calidad Ambiental en base a Redes Inalámbricas de Sensores," *Revista Politécnica*, vol. 33, no. 3, pp. 1-9, Jan. 2014.
- [14] Maya, E & Tambaco, E. (2015). IPv6 en una red WSN para el monitoreo remoto de cultivos en la granja La Pradera de la Universidad Técnica del Norte. *Electrónica y Redes de Comunicación*, Universidad Técnica del Norte, Jun. 2015.
- [15] Kumar, P., Sharma, A. & Hussain, R., "WSN application: intelligent drip irrigation system through moisture and temperature sensors," *International Journal of Scientific Research Engineering & Technology (IJSRET)*, vol. 3, no. 9, pp. 1276-1281, Dec. 2014.
- [16] Mguidich, B.A., Ghazouani, H, M'Hamdi, D.B. and Boujelben, A., "Water use efficiency of potato crop irrigated under Tunisian climatic condition," *Scientia Agriculturae*, vol. 11, no. 1, pp. 38-41, Jul. 2015.
- [17] Ghosh, R.K., "Low power communication protocols: ZigBee, 6LoWPAN and ZigBee IP," in *Wireless Networking and Mobile Data Management*, Springer (Eds.), Singapore, Apr. 2017.
- [18] J. Gutiérrez, J. F. Villa-Medina, A. Nieto-Garibay and M. Á. Porta-Gándara, "Automated Irrigation System Using a Wireless Sensor Network and GPRS Module," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 63, no. 1, pp. 166-176, Jan. 2014.
- [19] Xiang, X., "Design of fuzzy drip irrigation control system based on zigbee wireless sensor network," in: Li D., Liu Y., Chen Y. (Eds.) *Computer and Computing Technologies in Agriculture IV*. CCTA 2010. IFIP Advances in Information and Communication Technology, vol. 344. Springer, Berlin, Heidelberg, 2011.

Estrategia de gestión de la energía en vehículos eléctricos con pila de combustible y sistema de almacenamiento híbrido utilizando control predictivo económico

Energy management strategy for electric vehicles with hybrid storage system using economic predictive control

José Luis Sampietro, Vicenç Puig and Ramon Costa Castelló

Abstract—In this work, economic predictive control is proposed as a technique for optimum energy management of a hybrid vehicle. The model used for the control is described and an economic predictive controller is designed from it. Finally, the best adjustment of the weights of the controller that achieves the greatest reduction in fuel cell consumption with the help of batteries and supercapacitors is studied. For this purpose, the maximum and minimum consumption points of the fuel cell are determined, and the multiobjective control problem is characterized through the determination of the Pareto curves. The article concludes with a discussion of the results and future work.

Index Terms—Economic predictive control, hybrid vehicles, fuel cell, batteries, supercapacitors, multi-objective control

Resumen—En este trabajo se propone el control predictivo económico como técnica para la gestión energética óptima de un vehículo híbrido. Se describe el modelo utilizado para el control y a partir del mismo se diseña un controlador predictivo económico. Finalmente, se estudia el mejor ajuste de los pesos del controlador que consiga la mayor reducción del consumo de la pila de combustible con la ayuda de baterías y supercapacitores. Para ello se determinan los puntos de consumo máximo y mínimo de la pila de combustible, y se caracteriza el problema de control multiobjetivo mediante la determinación de las curvas de Pareto. El artículo concluye con una discusión de los resultados y los trabajos futuros.

Palabras Claves—Control predictivo económico, vehículos híbridos, pila de combustible, baterías, supercapacitores, control multiobjetivo

José Luis Sampietro pertenece a la Facultad de Ingenierías de la Universidad Técnica Luis Vargas Torres, Esmeraldas, Ecuador (email: jose.sampietro@utelvt.edu.ec).

Vicenç Puig y Ramon Costa Castelló pertenecen al Departamento de Ingeniería de Sistemas, Automática e Informática Industrial (ESAI), Barcelona, España (email: vicenc.puig@upc.edu, ramon.costa@upc.edu).

I. INTRODUCTION

SEGÚN [1], como consecuencia de la utilización de vehículos con motores convencionales de combustión interna, el consumo de gasolina en el sector del transporte ha aumentado a un ritmo superior al de cualquier otro sector en las últimas décadas. Algunos problemas medioambientales están directamente relacionados con las emisiones de los vehículos, como por ejemplo el efecto invernadero, la lluvia ácida o el smog fotoquímico. Tomando en consideración que los productos derivados del petróleo, son no renovables, como se lo menciona en [2], y dado que las actividades de los seres humanos contribuyen al agravamiento del cambio climático, es importante cambiar el comportamiento mencionado. En [3], menciona que el cambio a tecnologías que contemplen vehículos que funcionen con sistemas híbridos (HEV) y eléctricos (EV) para el transporte personal y comercial puede ser una manera adecuada.

Contrariamente a los vehículos de motores de combustión interna, el vehículo eléctrico híbrido ayuda a reducir las emisiones de carbono. De acuerdo con [4]-[7] si comparamos entre el vehículo eléctrico híbrido con motor de combustión y el puramente eléctrico, se puede mostrar que el último no produce emisiones. Actualmente se estudian sistemas híbridos, cuya fuente principal es una pila de combustible, en reemplazo del motor tradicional de combustión. En primera instancia se migra del motor de combustión interna solo, hacia los puramente eléctricos, con variantes como el híbrido con motor de combustión y baterías eléctricas. No obstante, la problemática de la autonomía de los vehículos puramente eléctricos, y la voluntad de reemplazar por completo el motor de combustión interna, proyecta el crecimiento del mercado hacia los vehículos híbridos de pila de combustible. Esto, debido a que se puede llevar el tanque de combustible (hidrógeno) en el vehículo y re-cargarlo como si fuese gasolina o diésel. Aunque los costes del vehículo híbrido con pila de combustible son aún elevados, varios estudios como

los desarrollados por Ballard, indican que para el 2030 el precio podría llegar a ser competitivo.

Según [8], los vehículos alimentados por una pila de combustible, en comparación con el motor de combustión interna (siglas en inglés ICE), tienen las ventajas de una alta eficiencia energética. Para este trabajo en particular, usaremos un vehículo cuya fuente principal de energía es una pila de combustible y tiene elementos que son capaces de almacenar energía. El objetivo será gestionar de manera óptima la energía del HEV. Para esto se considera la energía que cada elemento es capaz de aportar al sistema. Se tomará un perfil de velocidad conocido, y mediante las ecuaciones correspondientes a la cinemática del vehículo se lo convertirá en un perfil de potencia. Este perfil, actuará como la demanda del sistema en donde, las fuentes deben realizar el intercambio energético, para cumplirlo. Se busca entonces que cada fuente entregue la cantidad óptima de energía (acotada) para permitir el desplazamiento, tomando en cuenta todas sus limitaciones físicas. En [9], se menciona de manera general el estado de la tecnología para cada uno de los componentes mencionados. Existen diversos trabajos que toman en consideración como fuentes de almacenamiento, ya sean baterías o supercapacitores, no obstante, la combinación de ambos ayuda a una mejor gestión energética, pues como se puede ver en [10]-[15]. Las baterías poseen una alta densidad de energía, con una dinámica lenta, mientras los supercapacitores, poseen una dinámica más rápida, lo que los hace un complemento eficiente. Entonces, el principal objetivo es que la combinación de una fuente, o varias fuentes de almacenamiento de energía reversible, con una pila de combustible permita reducir el consumo. Esto, debido a que se podrá recuperar y almacenar parte de la energía generada en el momento del frenado mediante el concepto de freno regenerativo, según las capacidades de almacenamiento de cada elemento. De la misma manera, el incluir un sistema de absorción energética como las baterías y supercapacitores, permitirá reducir el tamaño de la pila de combustible, y por ende el coste de la misma.

A partir del modelo propuesto para los elementos, se diseña un controlador acorde a los objetivos de control. En la literatura, se han estudiado muchos tipos o técnicas de control para abordar el problema mencionado, como por ejemplo programación dinámica (DP, siglas en inglés) en [16]-[18]. Control en tiempo real, con la estrategia de minimización de consumo equivalente (ECMS, siglas en inglés) como en [19]-[21]. Además de control predictivo basado en modelos (MPC, siglas en inglés), control adaptativo y control difuso como en [22]-[25]. Para el presente trabajo, usaremos un controlador predictivo económico (EMPC, siglas en inglés), como una variación del MPC tradicional. Para esto, una alternativa propuesta es colocar un objetivo económico relacionado con los costes de generación de energía directamente como parte de la función del objetivo del controlador MPC. De esta forma se optimiza directamente en tiempo real el desempeño económico del sistema, en lugar de forzar el seguimiento de un valor de consigna. Luego, en base a los puntos de consumo máximo y mínimo de la pila de

combustible, se mostrará el máximo ahorro alcanzado en el sistema y se caracterizará el problema de control multiobjetivo mediante la determinación de las curvas de Pareto. El artículo concluye con una discusión de los resultados y los trabajos futuros.

La estructura del artículo es la siguiente: En la Sección 2, se presenta el modelo del vehículo utilizado para la gestión de la energía. En la Sección 3, se introduce el control predictivo económico (EMPC) utilizado para la gestión óptima de la energía. En la Sección 4, se describen los resultados de aplicación del mismo en un caso de estudio. Finalmente, en la Sección 5 se presentan las conclusiones y los trabajos futuros.

II. MODELO ORIENTADO AL CONTROL

El modelo orientado a control se puede construir a partir de identificar los modelos de cada uno de los componentes del mismo: elementos de almacenamiento, bus de energía, fuentes y demandas. En este artículo, el vehículo considerado presenta los elementos que se muestran en la Fig. 1. La fuente de energía principal en el HEV considerado es una pila de combustible, y los elementos de almacenamiento de energía son una batería y un supercapacitor. Los supercapacitores y baterías, entregan energía en instantes de tiempo en los que la pila no puede cumplir con la demanda generada por el perfil, y son capaces de recuperar energía que no se disipa (en la desaceleración del perfil). Todos los elementos entregan la energía mediante un bus común, conectado a una máquina eléctrica que se conecta al sistema de tracción del vehículo.

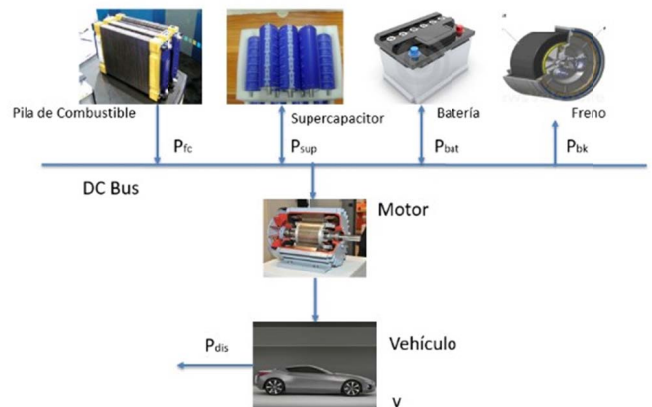


Fig. 1. Componentes del vehículo.

A continuación, se describirá el modelo orientado a control de cada uno de dichos componentes.

A. Elementos de almacenamiento

1) *Modelo del supercapacitor*: Los modelos más comunes para este tipo de elementos son los eléctricos, en donde tenemos una capacitancia y un resistor en serie. En [26], se realiza un estudio más en detalle de sus características y comportamiento. Una propiedad deseable de estos, es su alta densidad de potencia, es decir entregan de forma casi instantánea toda la energía que almacenan. Para el presente

trabajo, aproximaremos un modelo energético, que será el descrito por:

$$E_{sup} = E_{sup,0} + \int_0^t P_{sup} dt \quad (1)$$

donde E_{sup} es la energía acumulada en el supercapacitor, $E_{sup,0}$ es el valor inicial de la misma y P_{sup} es la potencia neta proporcionada al supercapacitor.

El parámetro P_{sup} a la vez, tendrá límites máximos de carga y descarga, teniendo en cuenta la capacidad nominal máxima de entrega de potencia P_{max} . Los parámetros usados para el supercapacitor considerado se muestran en la Tabla I.

TABLA I
PARÁMETROS USADOS PARA EL SUPERCAPACITOR

Nombre	Valor	Unidad
Voltaje Nominal	48.6	V
Potencia Máxima	60	kW
Capacitancia (C)	165	F

2) *Modelo de la batería:* En [27], se estudia las propiedades de las baterías, y su vida útil en función a los parámetros de carga y descarga de las mismas en aplicaciones de vehículos. El modelo energético considerado para la batería es análogo al del supercapacitor, y queda representado por:

$$E_{bat} = E_{bat,0} + \int_0^t P_{bat} dt \quad (2)$$

donde E_{bat} es la energía acumulada en la batería, $E_{bat,0}$ es el valor inicial de la misma y P_{bat} es la potencia neta proporcionada por la batería. El estado de carga (SOC) relaciona la cantidad de carga de una batería en relación con su capacidad nominal. En términos de energía del sistema, se puede definir como:

$$SOC_{bat} = \frac{E_{bat}}{E_{bat}^{max}} \quad (3)$$

En el caso del presente trabajo, tanto para la batería como para el supercapacitor, el valor de SOC inicial y final son iguales. Con esto se asegura que toda la energía que se recibe del freno regenerativo, sea entregada. Una manera de verificar que los elementos de almacenamiento no reciben potencia de la pila de combustible, es verificar que no exista potencia de salida en los mismos cuando el vehículo está parado. Además, que la energía recuperada sea la misma que entregan estos elementos. La energía que no pueda ser recuperada porque los elementos están con su carga máxima, se disipara en el freno mecánico. Los parámetros usados para la batería considerada se muestran en la Tabla II.

B. Pila de Combustible:

Las pilas de combustible presentan un comportamiento no lineal en su característica tensión-corriente. En estado estacionario, el modelo eléctrico más simple que se puede construir consiste en una fuente de voltaje Thevenin V_c en serie con una resistencia R_c cuyos valores están en función de

variables como la presión de combustible, la humedad, y el estado del catalizador, como se analiza en [28]-[30].

TABLA II
PARÁMETROS USADOS PARA LA BATERÍA

Nombre	Valor	Unidad
Capacidad	2.5	Ah
Potencia Máxima	80	kW
Máximo de carga continua	6.5	A
Máximo de descarga continua	25	A

Es posible utilizar un modelo linealizado capaz de predecir el comportamiento de la pila, a efectos de control de la misma, quedando definido por:

$$E_{fc} = E_{fc,0} + \int_0^t P_{fc} dt \quad (4)$$

donde E_{fc} es la energía generada por la pila, $E_{fc,0}$ es el valor inicial de energía de la pila, P_{fc} es la potencia neta proporcionada por la pila al movimiento y P_{fc}^{max} es la potencia máxima. En un sistema convencional todas las celdas de la pila están conectadas en serie, por lo que la corriente de carga en cada célula tiene que limitarse a la corriente máxima que una celda del sistema puede suministrar. En el presente trabajo, la potencia de salida será limitada entre cero y el valor de potencia máxima que puede aportar.

$$0 \leq P_{fc} \leq P_{fc}^{max} \quad (5)$$

C. Potencia demandada

Se trabajará con un perfil de velocidad conocido, el mismo que para el presente trabajo será el Nuevo Ciclo de Conducción Europeo (NEDC, siglas en inglés), cuya velocidad se muestra en la Fig. 2.

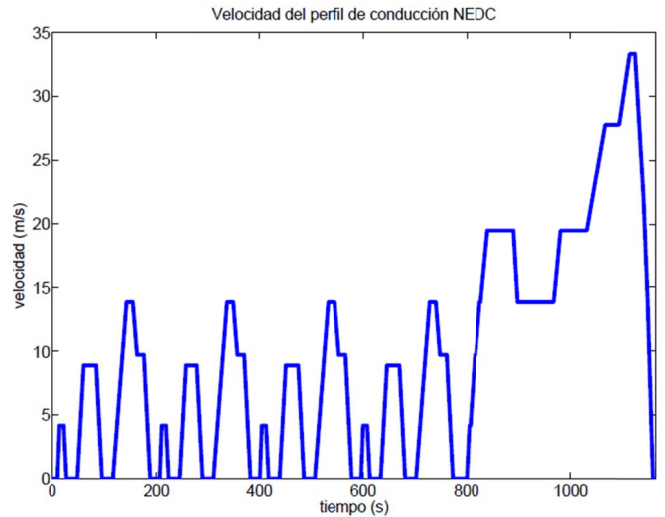


Fig. 2. Perfil de conducción NEDC.

En [31] se indica que en Europa se usa el ciclo NEDC, el cual es el criterio a seguir para homologar vehículos para su comercialización. Los ciclos de conducción intentan emular el comportamiento al volante de los usuarios, tanto en tramos

urbanos como en interurbanos a través de una combinación de distintas velocidades en una escala temporal. Este perfil, es el que se le proporciona al controlador EMPC como una demanda a seguir, cuyos datos relevantes se encuentran en la Tabla III.

TABLA III
PERFIL DE CONDUCCIÓN NEDC

Parámetro	Valor
Distancia	11007 [m]
Velocidad Media	9,3 [m/s]
Velocidad máxima	33,3 [m/s]
Aceleración máxima	1,04 [m/s ²]

Existen varios estudios que muestran el cálculo de la potencia demandada por un vehículo como por ejemplo [32]-[34].

Al tomar en consideración los mismos, en el caso de este artículo, la potencia mecánica necesaria para el movimiento del vehículo, que se denominará p_{mov} , se calcula de la suma de la potencia cinética p_c y la potencia necesaria para vencer las fuerzas de disipación p_{dis} :

$$p_{mov} = p_c + p_{dis} \quad (6)$$

Derivando la energía cinética requerida para conseguir el perfil de velocidad deseado, se obtiene p_c , definida por:

$$p_c = mv \frac{dv}{dt} \quad (7)$$

en donde m , es la masa total del vehículo y v , es la velocidad del perfil. Las fuerzas disipativas, son la fuerza aerodinámica, y la fuerza de fricción con el suelo. La suma de estas fuerzas, multiplicadas por el vector de velocidad v forman p_{dis} , y se define como:

$$p_{dis} = \frac{1}{2} \cdot p_v \cdot (S \cdot C_x) \cdot v^3 + m \cdot g \cdot v \cdot C_{rr} + m \cdot g \cdot v \cdot \sin(\alpha) \quad (8)$$

donde g es la gravedad, C_{rr} es el coeficiente de resistencia a rodamiento, α es la pendiente de la carretera, p_v es la densidad del aire, S es el área frontal del vehículo y C_x es el coeficiente de arrastre aerodinámico. La Tabla IV muestra los parámetros usados para el vehículo.

TABLA IV
PARÁMETROS USADOS DEL VEHÍCULO

Nombre	Símbolo	Valor	Unidad
Densidad del aire	ρ	1.2	[kg/m ³]
Coficiente de resistencia al movimiento	C_{rr}	0.02	[kg/m ³]
Coficiente aerodinámico del vehículo	C_x	0.33	[kg/m ³]
Área frontal del vehículo	S	3.08	[kg/m ³]
Masa del vehículo	m	1200	[kg/m ³]
Angulo de carretera	α	0	[kg/m ³]

D. Bus de potencia

Según se puede ver en la Fig. 1, el bus de potencia interconecta todos los componentes del sistema de gestión de energía del vehículo, pudiéndose establecer el siguiente balance:

$$p_{gen} = p_{fc} + p_{bat} + p_{sup} + p_{freno} \quad (9)$$

donde p_{freno} es la potencia que se puede recuperar con el concepto de freno regenerativo y p_{gen} es la potencia eléctrica total generada para el desplazamiento del vehículo. Para que se cumpla el perfil de velocidad, p_{mov} debe ser igual a p_{gen} .

En la Fig. 3, se gráfica la ecuación (6), donde se muestra el balance de potencias. En línea continua, se muestra la potencia que es necesaria aportar para el cumplir el perfil de velocidad, y en línea discontinua, la potencia que puede ser recuperada mediante el concepto de frenado regenerativo.

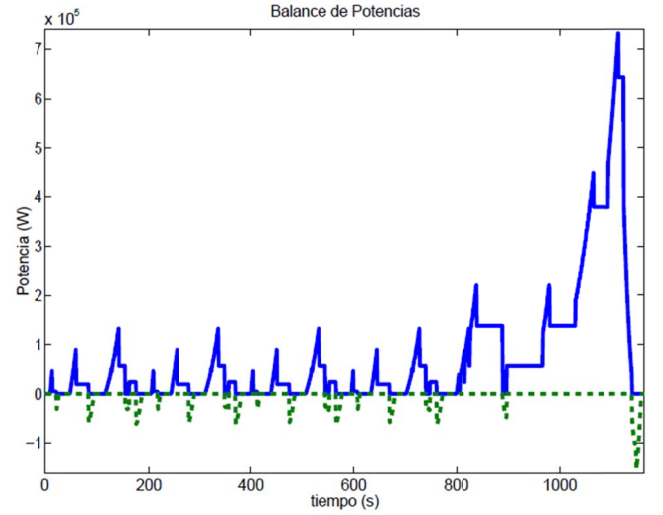


Fig. 3. Balance de potencias para el perfil NEDC.

E. Frenado regenerativo

El concepto de frenado regenerativo se traduce físicamente en un dispositivo que, al reducir la velocidad de un vehículo que, por el freno convencional, transforma una cantidad de energía cinética producida, en eléctrica. Esta energía se almacena según las limitaciones de los elementos disponibles para absorberla, [35]-[37].

El porcentaje máximo de energía recuperable $\%_{rec}$, mediante el frenado regenerativo para un perfil de velocidad dado, se puede estimar a partir de la relación entre la energía recuperable E_{rec} , definida por:

$$E_{rec} = \int_0^t p_{rec} dt \quad (10)$$

Cuando p_{rec} se define como, $p_{rec} = p_c \leq 0$. La energía requerida para el movimiento a la velocidad establecida por el perfil, viene dada por E_{mov} , expresada como:

$$E_{mov} = \int_0^t p_{mov} dt \quad (11)$$

para $p_c \geq 0$. La relación entre las mismas, queda definida por:

$$\%rec = \frac{E_{rec}}{E_{mov}} \quad (12)$$

Para el vehículo considerado representado por los parámetros mostrados en la Tabla III y el perfil de velocidad NEDC, el máximo valor de recuperación se acerca al 13%. En la Fig. 3, se puede observar en verde la potencia que se puede recuperar, la misma que viene de (6). Es importante recalcar que tan solo el 13% de la misma podrá ser recuperada.

III. CONTROL PREDICTIVO ECONÓMICO (EMPC)

El objetivo de la mayoría de los actuales sistemas de control avanzado es guiar al proceso a un punto de operación óptimo de forma rápida y fiable. Buscar el punto óptimo de referencia en estado estacionario se suele realizar por algún otro sistema de gestión de la información que determina, entre todos los estados estacionarios, cual es el más rentable [38]. Sin embargo, esta separación jerárquica de la información y del control no implica un funcionamiento óptimo especialmente en los transitorios. Una alternativa propuesta es tomar el objetivo económico directamente como parte de la función del sistema de control. Para que el controlador optimice directamente en tiempo real el desempeño económico del proceso, en lugar de seguimiento a un valor de consigna [39].

El control MPC se puede definir como una estrategia de control que se basa en un modelo matemático interno del proceso a controlar, más conocido como modelo de predicción. Dicho modelo se utiliza para predecir la evolución de las variables a controlar durante un intervalo de tiempo especificado. De este modo, se puede calcular las variables de control futuras “ u ” para lograr que en dicho horizonte las salidas controladas “ y ” converjan a sus respectivos valores de referencia. Esta optimización se lleva a cabo dentro de un horizonte de predicción, con el modelo inicializado al inicio del mismo a partir de las medidas (o estimación del estado del sistema). Dicha optimización se ejecuta en cada periodo de muestreo “ k ” [40]. La señal de control a ser aplicada al proceso es obtenida resolviendo un problema de control óptimo de un criterio, función de coste (o función objetivo) en lazo abierto dentro de un horizonte de control finito y en cada periodo de muestreo k , sujeto a restricciones dadas por las características operativas del sistema, o por sus limitaciones físicas de sus componentes [41]. Como resultado de dicha optimización se obtiene una secuencia de señales de control óptimas en cada periodo de muestreo, de las cuales sólo la primera de ellas es aplicada al proceso y el horizonte de predicción se desplaza al siguiente instante de tiempo antes de iniciar la optimización nuevamente utilizando el principio de la ventana deslizante.

En el presente artículo, se traduce la parte económica de la función de coste como una herramienta para mejorar el consumo de combustible, es decir del hidrógeno, de manera que se traduzca en un ahorro del mismo.

A partir del modelo de los componentes del sistema de gestión de energía del HEV introducido en la sección anterior,

se obtendrá el modelo de control en espacio de estados. Luego se incluirán las limitaciones de control y se definirán los objetivos del EMPC. El modelo a usar en este trabajo, tendrá en cuenta el nivel de gestión de energía de los componentes, y asumirá que existen controles locales de bajo nivel, que gestionan los niveles de referencia, corrientes, voltajes y demás variables particulares de cada elemento.

A. Espacio de Estados

El modelo en espacio de estado para la gestión de energía en un vehículo híbrido, se obtiene a partir las ecuaciones de los componentes elementales previa discretización en el tiempo:

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + B_p d(k) \quad (13)$$

$$E_u(k) + E_d d(k) = 0 \quad (14)$$

donde $x(k) \in \mathbb{R}^n$, es el vector de estados, que, para el caso en particular, representa la energía de la batería E_{bat} , la energía del supercapacitor E_{sup} , y la energía de pila de combustible E_{fc} ; $u(k) \in \mathbb{R}^m$, es el vector de variables de control, que está compuesto por la potencia de la batería P_{bat} , del supercapacitor P_{sup} , de la pila de combustible P_{fc} y del freno regenerativo p_{freno} ; $d(k) \in \mathbb{R}^p$, es el vector que contiene las perturbaciones medidas en el sistema, que son las demandas de potencia p_{mov} para seguir el perfil de velocidad. Nota: las demandas se han dividido en dos partes, una primera demanda es la potencia necesaria para desplazar el vehículo d^+ antes denominada p_{mov} para $p_c \geq 0$, y una segunda demanda es la energía que es capaz de recuperarse como parte del frenado regenerativo d^- que anteriormente se la referenciaba como p_{rec} ; A , B y B_p son las matrices de estado, mientras E y E_d son matrices que describen la relación de equilibrio entre los estados, y llevan los signos de aporte de potencia (+), o resta de potencia del sistema (-). Se debe entender que la pila de combustible, y las descargas de los elementos de almacenamiento, aportan al sistema, mientras las cargas de los mismos, piden energía (tomada del frenado).

B. Restricciones de control y estado

Las restricciones operativas de las señales de control se establecen mediante cotas:

$$u_{min}(k) \leq u(k) \leq u_{max}(k) \quad (15)$$

Para el caso de las restricciones de estado, podemos limitarlas como se muestra en:

$$x_{min}(k) \leq x(k) \leq x_{max}(k) \quad (16)$$

e incluirlas en el problema de optimización.

C. Función de coste

El principal objetivo de un sistema híbrido de energía renovable es aprovechar al máximo la energía disponible y satisfacer la demanda solicitada por las cargas, optimizando al mismo tiempo el almacenamiento o provisión de energía en exceso o déficit que esté presente para cada instante de tiempo. La función de coste es la traducción de los objetivos

de control en una expresión matemática, la cual ha sido ampliamente estudiada en trabajos como [42] y [43]. En el control predictivo clásico se penalizan las desviaciones en las acciones de control futuras con respecto a la trayectoria de referencia definida convenientemente. En el control EMPC aplicado a sistemas de gestión de energía, la función de coste típicamente adopta la siguiente forma, según [44]:

$$J(x, u) = \min \left[\sum_{k=0}^{H_p-1} f_1(k) + \sum_{k=0}^{H_p-1} f_2(k) + \sum_{k=0}^{H_p-1} f_3(k) \right] \quad (17)$$

Las funciones objetivo individuales en (17), de definen mediante:

1) *El coste económico de operación:*

$$f_1(k) = \omega_\alpha \cdot \alpha \cdot u(k) \cdot \Delta(t) \quad (18)$$

donde ω_α , es el peso que se le da en la función de coste al término económico y α es una matriz de pesos asociadas a cada una de las fuentes de energía, entendiéndose que las mismas son la P_{bat} , P_{sup} y P_{fc} .

2) *El mantenimiento de umbrales de seguridad en los dispositivos de almacenamiento de energía:*

$$f_2(k) = \varepsilon(k)^T \cdot \omega_x \cdot \varepsilon(k) \quad (19)$$

donde $\varepsilon(k)$ se define como el valor de penalización de las restricciones relacionadas con los valores de seguridad de los estados de carga de los elementos de almacenamiento de energía y ω_x es una matriz de pesos asociada a dichas penalizaciones.

3) *La operación suave de las acciones de control:*

$$f_3(k) = \Delta u(k)^T \cdot \omega_u \cdot \Delta u(k) \quad (20)$$

donde para obtener un control suave, definimos $\Delta u(k)$ como el vector de variaciones en la señal de control y ω_u la matriz de pesos asociada a las acciones de control. La formulación del problema de optimización y su resolución mediante programación cuadrática se realiza al usar CPLEX/TOMLAB como se muestra en [45], en donde se explican los detalles de su uso. Resumiendo, se trata entonces de tomar en cuenta las siguientes problemáticas, que se representan en el modelo de control:

- El cumplimiento de las demandas del sistema, tanto para el aporte de energía, como para maximizar la fracción de energía recuperable mediante el frenado regenerativo.
- Limitar la carga y descarga de los elementos de almacenamiento en las cotas establecidas.
- Optimizar la energía aportada por la fuente principal (pila de combustible), para cumplir el perfil de velocidad dado.

La importancia de cada una de las funciones de peso dentro de la general, viene dada por los objetivos que se deseen alcanzar, ya sea el ahorro de combustible, la preservación de vida útil de los elementos, el evitar la operación indebida y el dimensionamiento de los mismos. Usualmente se llega a un compendio entre todos los mencionados con pesos ajustados en base a un análisis de Pareto. Para el caso del presente artículo, nos enfocaremos en el término económico, que se

incluye en el control EMPC, el mismo que será orientado al ahorro de combustible.

IV. CONTROL MULTIOBJETIVO

A. Formulación

Se introducirá brevemente un enfoque para resolver el problema de optimización multiobjetivo, en donde se buscará estudiar la variación de las compensaciones individuales de los objetivos de control, frente a la función total de coste. Entonces, un camino, es usar el método de la suma ponderada que permite que el problema de optimización multiobjetivo sea expresado mediante:

$$\min_{y \in \mathbb{R}^n} [f_1(y), f_2(y), f_3(y), \dots, f_n(y)] \quad (21)$$

Para ello, se busca minimizar la función objetivo, construida como una suma de funciones objetivo individuales multiplicados por los coeficientes de ponderación. Estos coeficientes, son los que nos van a permitir definir la importancia que tomen cada una de las funciones como tales.

Esta minimización debe estar sujeta a:

$$g(y) \geq 0 \quad (22)$$

$$h(y) \geq 0 \quad (23)$$

en donde, "y" representa las variables de decisión, que se corresponden con las secuencias de $[x, u]$. Entonces todas las f_i , se agrupan en un vector de coste:

$$J(y) = [f_1(y), f_2(y), f_3(y), \dots, f_n(y)]^T \quad (24)$$

El vector g y el vector h , representan las restricciones de igualdad y de desigualdad, denotadas por (15) y (16).

$$g(y) = [g_1(y), g_2(y), g_3(y), \dots, g_n(y)]^T \quad (25)$$

$$h(y) = [h_1(y), h_2(y), h_3(y), \dots, h_n(y)]^T \quad (26)$$

Este método se ha utilizado ampliamente para proporcionar un único punto de solución que refleje las preferencias incorporados en la selección de un conjunto de pesos. Como diferentes funciones objetivo pueden tener diferente magnitud, la normalización de los objetivos es requerida para obtener una solución consistente de Pareto.

B. Normalización

Para aplicar el método de la frontera de Pareto, debemos introducir algunos conceptos. Debemos buscar un minimizador y^{*f} para la función de coste individual $f_i(y)$.

Entonces los puntos de utopía, definidos por:

$$J^* = [f_1^*, f_2^*, \dots, f_n^*] \quad (27)$$

contienen los mínimos de las funciones objetivos individuales (18), (19) y (20), $f_i(y)^*$, además incluyen los mínimos individuales de los vectores de coste $f(y)^*$, el mismo que resulta el coste evaluado por el minimizador individual.

Los puntos aproximados de Nadir

$$J^N = [f_1^N, f_2^N, \dots, f_{n_f}^N]^T \quad (28)$$

contienen el peor valor para cada objetivo, obtenido a partir de los vectores de costes mínimos individuales $f_i^N = \max [(f_i(y_j^*))]$ con $j = 1, \dots, n_f$. Usando los minimizadores individuales, $f_{\alpha,i} = f(y)^{i*}$ como los denominados puntos de anclaje, la matriz de resultante θ contiene en ella la i -ésima columna del vector $f_{\alpha,i} - f^*$. Alternativamente, al usar los pseudo puntos de anclaje:

$$f_{p\alpha,i} = [f_1^N, f_2^N, \dots, f(y^{i*}), \dots, f_{n_f}^N]^T \quad (29)$$

La matriz de resultante θ tiene la i -ésima columna del vector $f_{p\alpha,i} - f^*$.

$$\min_{y \in \mathbb{R}^n} J(y) = \sum_{i=1}^{n_f} \omega_i \cdot f_i(y) \quad (30)$$

de donde ω es el vector de parámetros escalables, o denominados pesos, f_i vendría a representar la ecuación (19), (20) o (21). Para los pesos tenemos:

$$\sum_{i=1}^{n_f} \omega_i = 1, \quad \omega_i \geq 0 \quad (31)$$

V. RESULTADOS OBTENIDOS

La Fig. 4 muestra como se ha simulado el esquema de control del sistema de gestión de energía del vehículo propuesto en este artículo. El controlador EMPC recibe la potencia requerida para el movimiento tomando en cuenta el balance de potencias con las ecuaciones no lineales de la fuerza de resistencia al movimiento. Entonces, la demanda queda convertida en un punto de referencia de potencia, que viene dada por el perfil de velocidad aplicado al balance de fuerzas. De esta manera la parte no lineal del modelo del HEV considerado para la gestión de energía queda reducida a una demanda. Se muestra, además de que el controlador nos proporciona las estrategias de manejo óptimo de los flujos de potencia entre los diferentes elementos del sistema, teniendo en cuenta el estado de carga de los elementos de almacenamiento y la predicción de proporcionada por el modelo lineal utilizado por el EMPC. En una primera parte, se trabajará con un objetivo de control puramente económico, manteniendo los pesos W_u y W_x en cero, mientras que W_α es igual a 1. Para evaluar el controlador EMPC se han considerado inicialmente tres escenarios de simulación, con un horizonte de predicción de 10 muestras y un tiempo de muestreo de 1 segundo.

A. Escenarios para la verificación de función de peso económica

El primer escenario que se considera, asume que las fuentes de generación y almacenamiento que aportan al sistema presentan el mismo coste de generación. Cada valor de α para las potencias P_{bat} , P_{sup} y P_{fc} toma el valor de 0.5. En el segundo escenario se considera que la pila de combustible sea una fuente con un coste de generación bajo, mientras que el aporte de las fuentes de almacenamiento al sistema, se las

considera con costes de generación más elevados. El valor de α para P_{fc} es de 0, mientras para P_{bat} y P_{sup} toma el valor de 1. En el tercer escenario, se considera que la pila de combustible es una fuente con un coste alto de generación, mientras que las demás fuentes poseen un coste menor al de la pila. El valor de α para P_{fc} es de 1, mientras para P_{bat} y P_{sup} toma el valor de 0.

La Tabla V, muestra la variación de la potencia entregada por la pila de combustible, dependiendo del escenario considerado. En dicha tabla, se comprueba que, penalizando el coste de la pila de combustible, se puede restringir el uso de la misma, o aumentar en caso de ser necesario.

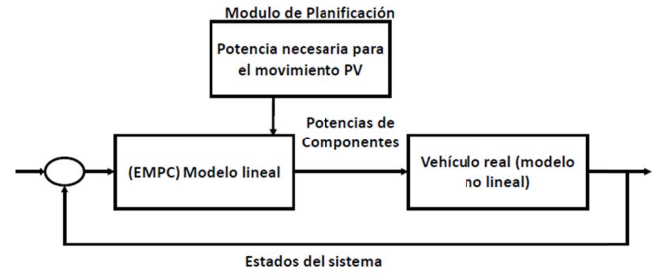


Fig. 4. Principio de funcionamiento del esquema de control.

Coste de generación	Energía entregada por la pila [J]
Primer Escenario	2,019,324.08
Segundo Escenario	2,102,019.46
Tercer Escenario	1,998,965.87

Dependiendo de los valores tomados por α dentro de la primera función de coste, mostrada en (18), podremos aumentar o disminuir el aporte y recuperación de las fuentes del sistema (baterías, supercapacitores y pila de combustible). Los valores mostrados en la Tabla V, fluctúan dentro de un límite superior e inferior. Definiremos estos límites como la cantidad de energía máxima y mínima que la pila de combustible puede entregar. Entonces, el primer límite corresponde al caso en que la pila de combustible nos da la mayoría de energía del movimiento, debiéndose cumplir que:

$$d^+ \approx p_{fc} \quad (32)$$

Es decir, la pila de combustible debe generar el total de energía necesaria para cumplir el perfil de velocidad, pues queda como la única fuente de generación cuando las demás tienen un coste elevado y la función objetivo busca minimizar el consumo. El segundo límite, corresponde al caso en que la pila nos proporcione la menor cantidad de energía que le sea posible, sin dejar de cumplir el perfil, debiéndose cumplir que:

$$d^+ - \% d \approx p_{fc} \quad (33)$$

La Tabla VI y Tabla VII, nos muestran los valores de los límites obtenidos, observando que cumplen tanto (32) y (33).

El valor obtenido mediante (33) corresponde al caso donde se presenta el máximo uso del frenado de regenerativo. Si

tomamos los valores de la energía obtenidos, y los introducimos en (12) para el HEV considerado, podremos observar que el resultado se acerca a un 13%, con los que se comprueba, que los límites estén correctos. En este caso los elementos de almacenamiento recuperarán el máximo posible de energía del frenado. Es decir, si se recupera cerca de un 13% con el freno regenerativo, y al ser los estados de carga inicial y final iguales para los elementos de almacenamiento; si para el caso anterior la pila daba casi un 100% de la potencia necesaria, ahora debe dar cerca de un 87% (100% - 13%). Este valor, se acerca al 88,25% mostrado en la Tabla IV. La Fig. 5 y Fig. 6 muestran el flujo de potencia para el mencionado ajuste de pesos en el caso de máxima entrega de potencia de la pila de combustible.

TABLA VI
APORTE MÁXIMO DE LA PILA DE COMBUSTIBLE EN LA SIMULACIÓN

E_{mov} [J]	E_{fc} [J]	% uso de la pila
2,177,473.40	2,176,943.71	99.88%

TABLA VII
APORTE MÍNIMO SE LA PILA DE COMBUSTIBLE EN LA SIMULACIÓN

$E_{mov} - E_{rec}$ [J]	E_{fc} [J]	% uso de la pila
1,909,596.49	1,921,803.5	88.25%

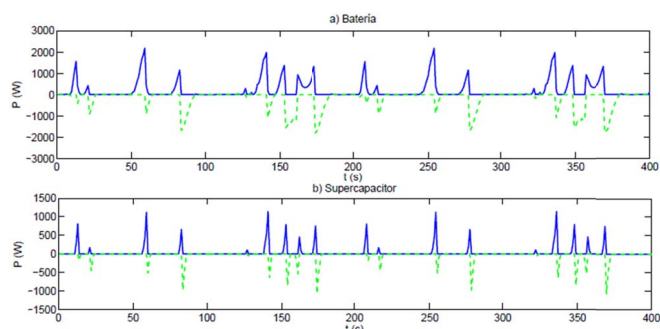


Fig. 5. Flujo de potencia de elementos de almacenamiento.

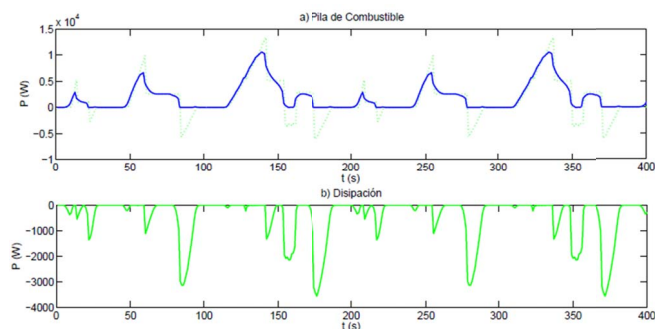


Fig. 6. Flujo de potencia de la pila y disipación.

En la Fig. 5, se ve la potencia del supercapacitor y de la batería. En línea continua azul, se muestra el aporte de potencia de la batería y supercapacitor respectivamente, mientras en la línea discontinua verde se ve la potencia recuperada del freno regenerativo por los elementos de almacenamiento. Esta figura muestra una parte de todo el

perfil de velocidad NEDC de 400 muestras, para que se visualice mejor el balance de potencias.

En la Fig. 6, en la subgráfica 1, en línea continua azul, se observa la potencia entregada por la pila de combustible, y en línea entrecortada verde, la potencia total requerida para el movimiento p_{mov} . Como se observa, los momentos en que la pila de combustible entrega energía, son en los momentos en las que el vehículo está en movimiento, mientras que cuando existen paradas deja de generar. En la subgráfica 2, se observa la disipación del freno mecánico, que es la energía que los elementos de almacenamiento no pueden recuperar. La Figura se muestra en el mismo espacio de tiempo que la anterior, es decir de 400 muestras del total del NEDC. Si sumamos la energía de la batería, la pila y el supercapacitor se debe cumplir la ecuación del balance energético. Esto se puede ver en parte gráficamente en las Fig. 5 y Fig. 6, pues al momento de necesitar energía para cumplir con el perfil de velocidad, los elementos la entregan. Del mismo modo, al existir el freno se recupera energía y la que no, se disipa.

B. Ajuste de los pesajes

Para el caso del control multiobjetivo, deberemos tomar en cuenta la función de coste completa, con cada uno de las funciones individuales mostradas en (18), (19) y (20). Una vez normalizado el sistema con las condiciones estudiadas en la Sección 4, se varían los pesos W_w , W_x y W_α entre el 0% y 100% (0 a 1). La Fig. 7, muestra la compensación entre las contribuciones a la función de coste total, de las funciones individuales de coste económico de operación y de la operación suave de las acciones de control. La Fig. 8, muestra la compensación entre las contribuciones a la función de coste total, de las funciones individuales de coste económico de operación y el mantenimiento de umbrales de seguridad. Como se observa, mientras el valor de una función individual aumenta, el otro va decreciendo.

La Fig. 9 muestra en un gráfico tridimensional el compromiso que existe entre las funciones individuales ya mencionadas, manteniendo el mismo comportamiento que las figuras anteriores.

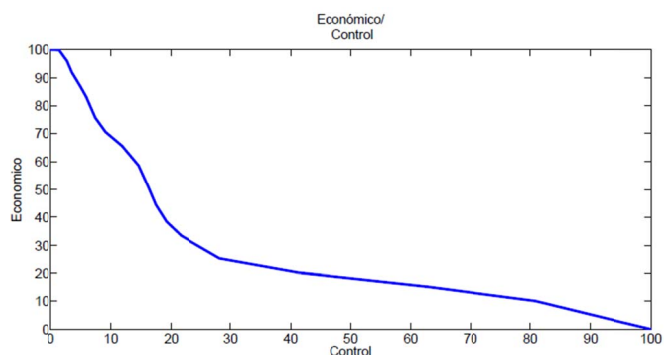


Fig. 7. Variación de la función de coste económico de operación versus la operación suave de las acciones de control.

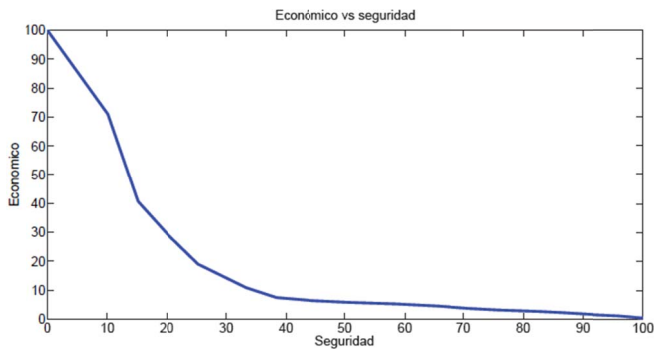


Fig. 8. Variación de la función de coste económico de operación versus mantenimiento de umbrales de seguridad.

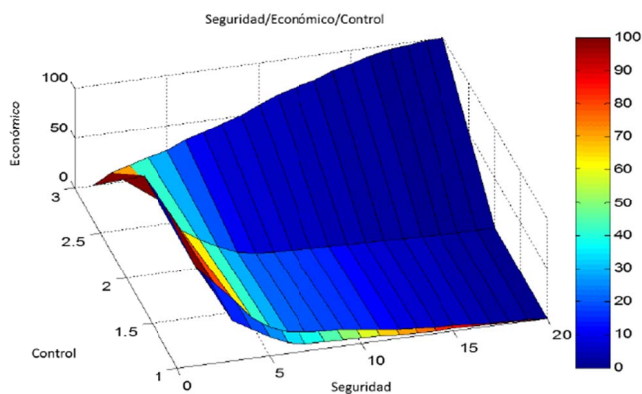


Fig. 9. Variación de la función económica vs seguridad vs la operación suave.

VI. CONCLUSIONES

El control EMPC es una técnica de gestión óptima que permite incluir el coste operacional de los elementos que conforman el sistema directamente en la formulación de la función de coste. En el caso del presente artículo la potencia de la pila de combustible se relaciona con la cantidad o masa de hidrógeno consumida. Entonces, en la función de coste, además de los términos usados para los estados del sistema y las señales de control, el término económico puede ponderar el uso de las fuentes mediante pesos. El ajuste de los pesos, permite disminuir el uso de la pila de combustible desde su punto superior, en donde aporta cerca del 100% de la energía necesaria para el movimiento, hasta un límite inferior en donde aporta cerca del 88% de la energía necesaria, dando un margen de recuperación de cerca del 13% de la energía del frenado. En el caso donde la pila de combustible genera menor cantidad de energía, se disminuyen también los picos de potencia que entrega, lo que ayuda a aumentar su tiempo de vida operacional y su eficiencia. La batería no absorbe los picos elevados de potencia, debido a la presencia del supercapacitor, el mismo que absorbe los picos grandes en momentos de tiempo más pequeños. También se presenta un enfoque inicial de control multiobjetivo, en donde se presentan las variaciones en las funciones de coste, según varía el pesaje sobre cada una de ellas. En este apartado se puede observar que mientras se aumenta el peso de una función de control, las

siguientes van a disminuir en su magnitud. Por este motivo, dependiendo de las condiciones operacionales, y de lo que se desea lograr, se puede escoger el punto óptimo del tuning de los pesos.

Mediante técnicas de control óptimo como por ejemplo la programación dinámica (DP) se podrá para ciertos parámetros de una función de coste y operación de los elementos, conocer la mejor gestión energética. Es decir, la cantidad ideal que deberán aportar los elementos para cumplir con el mayor ahorro del combustible y alargar la vida útil de los mismos. Luego, en base a los parámetros escogidos, se podrá comparar las funciones de coste aplicando el control MPC y EMPC respectivamente. En futuros trabajo también se podrá hacer un control robusto, en el que se pongan cotas a los valores de potencia, de manera que el ciclo pueda considerar incertidumbre. También se podrá incluir el coste real en términos de consumo de Hidrógeno y del costo operativo de los elementos de almacenamiento, además del coste económico de los mismos, para llegar a un dimensionamiento óptimo que estará dentro de la curva presentada en este trabajo.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por las ayudas del Ministerio de Educación de España a través de los CICYT ECOCIS (ref. DPI2013-48243-C2-1-R), CICYT HARCRICS (ref. DPI2014-58104-R) y MICAPEM-IRI (DPI2015-69286-C3-2-R), [MINECO/FEDER].

REFERENCIAS

- [1] S. Alegre, J. V. Míguez, and J. Carpio, "Modelling of electric and parallel-hybrid electric vehicle using matlab/simulink environment and planning of charging stations through a geographic information system and genetic algorithms," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 74, pp. 1020–1027, 2017.
- [2] J. Delbeke, G. Klaassen, and S. Vergote, "Climate-related energy policies," *EU Climate Policy Explained*, pp. 61–91, 2015.
- [3] A. Nordlund, J. Jansson, and K. Westin, "New transportation technology: norm activation processes and the intention to switch to an electric/hybrid vehicle," *Transportation Research Procedia*, vol. 14, pp. 2527–2536, 2016.
- [4] M. H. Ullah, T. Gunawan, M. Sharif, and R. Muhida, "Design of environmental friendly hybrid electric vehicle," in *Proc. International Conference on Computer and Communication Engineering (ICCCCE)*, 2012, pp. 544–548.
- [5] L.-q. Jin, X.-h. Zeng, and W. Wang, "The control strategy and cost analysis for series plug-in hybrid electric vehicle," in *Proc. 2nd International Conference on Advanced Computer Control (ICACC)*, 2010, pp. 350–354.
- [6] M. Hannan, F. Azidin, and A. Mohamed, "Hybrid electric vehicles and their challenges: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 29, pp. 135–150, 2014.
- [7] S. A. Rahman, N. Zhang, and J. Zhu, "A comparison on fuel economy and emissions for conventional hybrid electric vehicles and the uti plug-in hybrid electric vehicle," in *Proc. the 2nd International Conference on Computer and Automation Engineering (ICCAE)*, 2010, pp. 20–25.
- [8] M. Ehsani, Y. Gao, and A. Emadi, *Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles: fundamentals, theory, and design*. CRC Press, 2009.
- [9] A. Khaligh and Z. Li, "Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: State of the art," *Trans. on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 6, pp. 2806–2814, 2010.

- [10] S. Zhang and R. Xiong, "Adaptive energy management of a plug-in hybrid electric vehicle based on driving pattern recognition and dynamic programming," *Applied Energy*, vol. 155, pp. 68–78, 2015.
- [11] C. Pan, L. Chen, L. Chen, C. Huang, and M. Xie, "Research on energy management of dual energy storage system based on the simulation of urban driving schedules," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 44, no. 1, pp. 37–42, 2013.
- [12] J. Cao and A. Emadi, "A new battery/ultracapacitor hybrid energy storage system for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles," *Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 122–132, 2012.
- [13] X. Liu, Q. Zhang, and C. Zhu, "Design of battery and ultracapacitor multiple energy storage in hybrid electric vehicle," in *Proc. Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2009, pp. 1395–1398.
- [14] S. M. Lukic, S. G. Wirasingha, F. Rodriguez, J. Cao, and A. Emadi, "Power management of an ultracapacitor/battery hybrid energy storage system in a hev," in *Proc. Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2006, pp. 1–6.
- [15] Z. Song, J. Li, X. Han, L. Xu, L. Lu, M. Ouyang, and H. Hofmann, "Multi-objective optimization of a semi-active battery/supercapacitor energy storage system for electric vehicles," *Applied Energy*, vol. 135, pp. 212–224, 2014.
- [16] C.-C. Lin, H. Peng and J. Grizzle, "A stochastic control strategy for hybrid electric vehicles," in *Proc. of the 2004 American Control Conference*, 2004, pp. 4710–4715.
- [17] C.-C. Lin, H. Peng, J. W. Grizzle, and J.-M. Kang, "Power management strategy for a parallel hybrid electric truck," *Transactions on Control Systems Technology*, vol. 11, no. 6, pp. 839–849, 2003.
- [18] R. Zhang and Y. Chen, "Control of hybrid dynamical systems for electric vehicles," in *Proc. of the 2001 American Control Conference*, 2001, pp. 2884–2889.
- [19] V. H. Johnson, K. B. Wipke, and D. J. Rausen, "Hev control strategy for real-time optimization of fuel economy and emissions," *SAE Technical Paper*, Tech. Rep., 2000.
- [20] P. Pisu, K. Koprubasi, and G. Rizzoni, "Energy management and drivability control problems for hybrid electric vehicles," in *Proc. Of the 44th IEEE Conference on Decision and Control, 2005 and 2005 European Control Conference*, 2005, pp. 1824–1830.
- [21] P. Pisu and G. Rizzoni, "A supervisory control strategy for series hybrid electric vehicles with two energy storage systems," in *Proc. of IEEE Conference Vehicle Power and Propulsion*, 2005, pp. 8–14.
- [22] M. Back, "Prädiktive Antriebsregelung zum energieoptimalen Betrieb von Hybridfahrzeugen. Univ.-Verlag Karlsruhe, 2005.
- [23] V. Kumar, K. Rana, and P. Mishra, "Robust speed control of hybrid electric vehicle using fractional order fuzzy pd and pi controllers in cascade control loop," *Journal of the Franklin Institute*, vol. 353, no. 8, pp. 1713–1741, 2016.
- [24] Z. Wei, J. Xu, and D. Halim, "Hev power management control strategy for urban driving," *Applied Energy*, vol. 194, pp. 705–714, 2017.
- [25] S. Onori, L. Serrao, and G. Rizzoni, "Adaptive optimal supervisory control methods," in *Hybrid Electric Vehicles*. Springer, 2016, pp. 79–87.
- [26] C. Wu, Y. Hung, and C. Hong, "On-line supercapacitor dynamic models for energy conversion and management," *Energy Conversion and Management*, vol. 53, no. 1, pp. 337–345, 2012.
- [27] R. Carter, A. Crude, and P. J. Hall, "Optimizing for efficiency or battery life in a battery/supercapacitor electric vehicle," *Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 4, pp. 1526–1533, 2012.
- [28] T. Fletcher, R. Thring, and M. Watkinson, "An Energy Management Strategy to concurrently optimise fuel consumption & PEM fuel cell lifetime in a hybrid vehicle," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 41, no. 46, pp. 21503–21515, Dec. 2016.
- [29] M. Uzunoglu and M. Alam, "Dynamic modeling, design and simulation of a pem fuel cell/ultra-capacitor hybrid system for vehicular applications," *Energy Conversion and Management*, vol. 48, no. 5, pp. 1544–1553, 2007.
- [30] L. Dubau, L. Castanheira, F. Maillard, M. Chatenet, O. Lottin, G. Maranzana, J. Dillet, A. Lamibrac, J.-C. Perrin, E. Moukheiber et al., "A review of pem fuel cell durability: materials degradation, local heterogeneities of aging and possible mitigation strategies," *Wiley Interdisciplinary Reviews: Energy and Environment*, vol. 3, no. 6, pp. 540–560, 2014.
- [31] G. Karavalakis, F. Alvanou, S. Stournas, and E. Bakeas, "Regulated and unregulated emissions of a light duty vehicle operated on diesel/palm-based methyl ester blends over nede and a non-legislated driving cycle," *Fuel*, vol. 88, no. 6, pp. 1078–1085, 2009.
- [32] S. F. Tie and C. W. Tan, "A review of energy sources and energy management system in electric vehicles," *Renewable and sustainable energy reviews*, vol. 20, pp. 82–102, 2013.
- [33] A. Lidozzi and L. Solero, "Power balance control of multiple-input dc-dc power converter for hybrid vehicles," in *Proc. of the 2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2004, pp. 1467–1472.
- [34] S. Campanari, G. Manzolini, and F. G. De la Iglesia, "Energy analysis of electric vehicles using batteries or fuel cells through well-to-wheel driving cycle simulations," *Journal of Power Sources*, vol. 186, no. 2, pp. 464–477, 2009.
- [35] L. Li, X. Li, X. Wang, J. Song, K. He, and C. Li, "Analysis of downshifts improvement to energy efficiency of an electric vehicle during regenerative braking," *Applied Energy*, vol. 176, pp. 125–137, 2016.
- [36] C. Qiu and G. Wang, "New evaluation methodology of regenerative braking contribution to energy efficiency improvement of electric vehicles," *Energy Conversion and Management*, vol. 119, pp. 389–398, 2016.
- [37] P. Xiao, J. Lou, L. Niu, and H. Gao, "Modeling and simulation of regenerative braking performance of electric vehicles based on decoupling strategy," *Key Engineering Materials*, vol. 693, 2016.
- [38] J. L. Rosero Beltrán, "Estrategia de control de modelo predictivo para el despacho y almacenamiento de energía renovable en sistemas híbridos," Master's thesis, Monterrey: Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores Monterrey, 2012.
- [39] J. B. Rawlings, D. Angala, and C. N. Bates, "Fundamentals of economic model predictive control," in *Proc. of the 51st IEEE conference on decision and control (CDC)*, 2012, pp. 3851–3861.
- [40] T. Hofman, R. van Druten, M. Steinbuch, and A. Serrarens, "Rule-based equivalent fuel consumption minimization strategies for hybrid vehicles," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 41, no. 2, pp. 5652–5657, 2008.
- [41] B.-C. Chen, Y.-Y. Wu and H.-C. Tsai, "Design and analysis of power management strategy for range extended electric vehicle using dynamic programming," *Applied Energy*, vol. 113, pp. 1764–1774, 2014.
- [42] R. Amrit, J. B. Rawlings, and L. T. Biegler, "Optimizing process economics online using model predictive control," *Computers & Chemical Engineering*, vol. 58, pp. 334–343, 2013.
- [43] B. P. Omell and D. J. Chmielewski, "Igcc power plant dispatch using infinite-horizon economic model predictive control," *Industrial & Engineering Chemistry Research*, vol. 52, no. 9, pp. 3151–3164, 2013.
- [44] M. Ellis, H. Durand, and P. D. Christofides, "A tutorial review of economic model predictive control methods," *Journal of Process Control*, vol. 24, no. 8, pp. 1156–1178, 2014.
- [45] R. Toro Olmedo, "Smart tuning of predictive controllers for drinking water networked systems," Master's thesis, Universitat Politècnica de Catalunya, 2010.

Uso de CAD para un sistema de identificación de molienda de Cobre

Use of CAD for a copper grinding identification system

José Leonardo Benavides, Edgar Ochoa, Hernán Castillo, Gonzalo Riofrio and Santiago Tocto

Abstract—Ecuador currently proposes a productive matrix based not only on the extraction of oil but also on the exploitation of some minerals. As the mining of copper, a sector with many needs to solve, one of them is the control of weight at the exit of the same. In such a reason in the University National of Loja built a prototype a scale of laboratory for trituration copper, the mathematical model of the same one was identified, employing two methodologies for the identification one based on CADCS (Computer Aided designed and control systems) and the other in Ident (identification system) that owns the MATLAB® software, in order to optimize this process. Next, was presented four algorithms that allowed to control in a simulation the process of crushing and that are: PID, Smith Predictor and then the results of the most relevant parameter was presented in a table. Finally, the best algorithm of control selected it was implemented with the help of Arduino.

Index Terms—CADCS, Identification Systems, Predictor Smith, PID Control

Resumen—Ecuador actualmente propone una matriz productiva basada no solo en la extracción de petróleo sino también en la explotación de algunos minerales. Como la minería del cobre, un sector con muchas necesidades por resolver, uno de ellos es el control de peso a la salida del mismo. Por tal motivo, en la Universidad Nacional de Loja se construyó un prototipo a escala de laboratorio de trituración de cobre, se identificó el modelo matemático del mismo, mediante el empleo de dos metodologías para la identificación, una basada en CADCS (Computer Aided diseñado y sistemas de control) y el otro en Ident (sistema de identificación) que posee el software MATLAB®, para optimizar este proceso. A continuación, se presentaron cuatro algoritmos que permitieron controlar en una simulación el proceso de trituración y que son: PID, Smith Predictor y luego los resultados del parámetro más relevante se presentaron en una tabla. Finalmente, el mejor algoritmo de control seleccionado fue implementado con la ayuda de Arduino.

Palabras Claves—CADCS, Control PID, Identificación de Sistemas, Predictor de Smith

José Benavides pertenece a la Facultad de Electromecánica de la Universidad Nacional de Loja, Loja, Ecuador (email: jose.benavides@unl.edu.ec).

Edgar Ochoa pertenece al Departamento de Agua Potable del Municipio de Loja, Loja, Ecuador (email: edgaracho@yahoo.com).

Hernán Castillo pertenece a la Facultad de Geología y Minas de la Universidad Nacional de Loja, Loja, Ecuador (email: hernan.castillogarcia@unl.edu.ec).

Gonzalo Riofrio pertenece a la Facultad de Electromecánica de la Universidad Nacional de Loja, Loja, Ecuador (email: gonzalo.riofrio@unl.edu.ec).

Santiago Tocto pertenece a la Facultad de la Educación el Arte y la Comunicación de la Universidad Nacional de Loja, Loja, Ecuador (email: jorge.s.tocto@unl.edu.ec).

I. INTRODUCCIÓN

EN LA actualidad el Ecuador ha empezado la extracción a gran escala de un valioso mineral como es el cobre, donde la de cielo abierto la más importante, destacándose uno de los mayores yacimientos en la provincia de Zamora. Cuyo proceso de fragmentación usa trituradoras para reducir la roca a un tamaño de 80 milímetros, luego al hacer uso de bandas transportadoras se traslada el material a la molienda que generalmente lo reduce a un tamaño cercano a los 27 milímetros y es artesanal o a pequeña escala, [1]. Estos métodos de trituración y molienda son procesos donde se da el mayor consumo de energía, lo cual conlleva a plantearse las siguientes preguntas:

¿Se puede optimizar la energía en la trituradora de mandíbulas (Jaw Crusher), con el mismo grado de reducción i =tamaño en dependencia de cada empresa, pero que generalmente es 5 veces menor que el tamaño original. ? ; ¿Se puede optimizar la energía en el molino de bolas con el mismo grado de reducción i = tamaño en dependencia de cada empresa, pero que generalmente es 40 veces menor que el tamaño original. ? ; ¿Dónde existen las pérdidas energéticas? ; ¿Cómo establecer modelos matemáticos de este proceso?.

Las interrogantes anteriores son el resultado de una investigación de campo de la problemática que afectan a la minería en la actualidad, y que al ser resueltas, permitirán a los propietarios poder invertir dinero para optimizar este proceso y dejar de comprar nuevos equipos (trituradora), que les resultaría más costoso. Esto debido principalmente porque al controlar el funcionamiento de una trituradora se va a producir un aumento del rendimiento y la eficiencia de la planta [2].

Al tomar en cuenta lo anterior, se puede afirmar que el objetivo del sistema de automatización que se utiliza en la minería tiene por contexto el de aumentar la eficiencia y la productividad, así como ayudar a apoyar a la operación con información.

Además al comandar la trituradora, cualquiera que fuese el modelo usado, de una forma más eficiente permitirá: 1.) Adaptarse al diseño técnico – económico de circuito cerrado de las plantas; 2) El beneficio económico reflejada a USD/ton procesada y flotada y 3.) El desempeño de circuitos: Conminución-flotación-concentrado, lo que se puede medir por un aumento de producción, mejora de calidad del producto comercial, reducción de costos en las etapas de mayor consumo energético [29]. (e.g., Trituración / Molienda) y por un acrecimiento de la eficiencia en el uso y dosificación de

insumos y reactivos [30].

Estos procesos industriales como por ejemplo: La trituración y molienda son en ocasiones muy difíciles de ser representados a través de modelos dinámicos fenomenológicos o de primeros principios, adecuados para realizar predicción, optimización y control. Por tal razón un enfoque alternativo y fructífero para abordar este problema, consiste en el diseño de modelos basados en datos [3].

Estos datos se pueden obtener a través de un proceso real o un prototipo a escala de laboratorio, como lo expuesto en el presente artículo, lo que permite aplicar diferentes técnicas de control [4]. La importancia de estos prototipos radica en el bajo costo que estos tienen con relación a sistemas reales [5], [6]. El costo es más bajo porque a través de sensores instalados a una DAQ (dispositivo para adquisición de datos), se puede monitorizar el comportamiento del proceso y de esta forma obtener datos que permitan hallar un modelo matemático de la dinámica del mismo [6].

Este artículo está organizado de la siguiente manera: En la Sección 2, se analiza el estado del arte y caso de estudio de este trabajo. La Sección 3 presenta el modelo matemático del prototipo de trituración, al considerar para esto que en el mundo académico, en la evolución hacia modelos no lineales se puede observar que los modelos lineales y no lineales pueden ser construidos con el conocimiento mecanicista (modelos de caja blanca) o los datos de entrada-salida disponibles (modelos caja negra) [6], [7].

Seguidamente se plantea una comparación entre dos técnicas que posee MATLAB®, a diferencia de lo que se hizo en [6], que solo se emplea una, esto con la finalidad de analizar cuál de estos dos métodos, es el que superiores resultados brinda al modelar un sistema, con los mismos datos de entrada y salida, pero tratados estadísticamente, es decir, (filtrados, escalados e interpolados) [6]. También se pretende justificar la compensación del tiempo muerto, que se ve con mucha frecuencia en la industria, al examinar varias estrategias de control, que ya fueron probadas en [7], pero con un modelo matemático de mayor orden. Finalmente se examinará en este artículo el mejor servomecanismo que permita la implementación de los algoritmos de control estudiados.

II. ESTADO DEL ARTE

Esta sección presenta los conceptos teóricos fundamentales asociados a la propuesta de trabajo.

A. Tipos de trituradoras primarias.

La trituradora que se empleó para obtener los datos para la identificación con las dos estrategias que se presentan en este trabajo es del tipo mandíbula. A diferencia de las trituradoras de cono típico y todo su equipamiento asociado, es decir, de alimentación, cintas transportadoras, pantallas de protección y cribas (cernideros o tamiz), y que se pueden encontrar en algunos de los concentradores chilenos similares a los que se indica en la Fig. 1, donde se ve el esquema de una trituradora con los diferentes factores que afectan al proceso de reducción de tamaño, de un material de flujo a través de la tolva de

trituración [8], [9].

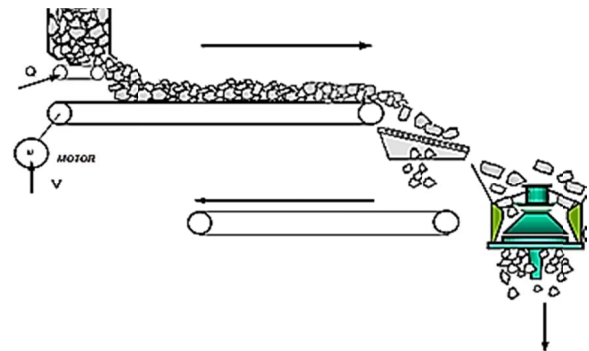


Fig. 1. Una trituradora y sus componentes asociados [8] [9].

Las trituradoras de mandíbulas son máquinas grandes, y resistentes, capaces de aplastar grandes cantidades de materiales duros y abrasivos. Se emplean típicamente como trituradoras primarias dentro de las plantas de procesamiento de agregados. Estas trituradoras son las más comúnmente definidas por tamaño, boca abierta.

Las placas de una trituradora de este tipo se utilizan para aplicar fuerzas de compresión que inducen tensiones de tracción dentro de las partículas, que ocasiona fractura. Las partículas se muerden varias veces hasta que pasan a través de la cámara de trituración. El proceso de rotura se produce entre las placas de las mandíbulas que actúa simultáneamente con un proceso de clasificación. El proceso de clasificación define si o no una partícula se somete a trituración y depende de los ajustes del tamaño de la trituradora y de las partículas, es decir, depende de su granulometría. [10].

B. Controladores.

El esquema de control se seleccionará en función de las respuestas pertenecientes a las variantes de la ley de control PID [15], [16], [28], sintonizadas mediante el método Ziegler – Nichols [15] en lazo cerrado (método de las oscilaciones mantenidas) y en lazo abierto (método de la curva de reacción), así también se tomará en cuenta la sintonización mediante el método Cohen-Coon [15]. De los métodos mencionados anteriormente, se evaluó el de mejores características en relación al tiempo de establecimiento y porcentaje de sobre-oscilación de la variable de respuesta.

C. Servomecanismos.

El servomecanismo Rueda de Ginebra con un valor de 7,3 es la segunda mejor opción después del sistema de engranajes. La diferencia con respecto a este tipo radica en el tiempo de construcción de las ruedas que tienen un nivel más complejo.

El mecanismo rueda de Ginebra se compone de la rueda conductora, en el mismo eje de ésta rueda se acopla el eje del motor paso a paso, mientras que en la rueda conducida se acopla el tornillo ajustable [24]. La rueda conductora dispone de un pivote que al girar hace tope con una de las 4 ranuras que tiene la rueda conducida; en este caso por cada vuelta completa de la rueda conductora, la rueda conducida girará $\frac{1}{4}$ de vuelta o 90° . En este proyecto es necesario que el tornillo

ajustable gire media vuelta, por tanto se requiere que la conductora gire 2 vueltas con lo cual completará 180° en la rueda conducida.

D. Arduino.

Para realizar la adquisición del peso a la salida de la trituradora se empleó una tarjeta Arduino, con las siguientes características. Las tarjetas están basadas en el chip Atmega (versiones Atmega 168, Atmega 328, Atmega 1280) y en la mayoría de los modelos su voltaje de trabajo está en un rango de 7 a 12V DC, aunque también se pueden alimentar con una fuente estabilizada de 5 V DC. La tarjeta ofrece una serie de entradas analógicas en base a 5V digitalizadas mediante un conversor A/D de 10 bits, lo que proporciona una resolución de 4.9 mV con una velocidad máxima de lectura de 1024 muestras por segundo. El intervalo de tiempo T entre dos muestras sucesivas se denomina periodo de muestreo o intervalo de muestreo, y su recíproco se denomina ($1/T = F_s$) velocidad de muestreo, muestras por segundo o frecuencia de muestreo Hz.

En cuanto a las salidas, Arduino ofrece salidas digitales en base a 3.3V o 5V según el modelo de tarjeta y salidas de tipo PWM que generan una onda cuadrada estable, con un determinado ciclo de trabajo especificado por el programador y una frecuencia de 490 Hz [18].

E. Caso de Estudio.

Se valida el uso de esta metodología empleada que parte desde el diseño y construcción del prototipo de trituración que utilizó como modelo una trituradora tipo mandíbula de fabricación alemana marca Retch. Esto se consiguió gracias a la ayuda de dos softwares como son: SolidWork® [13] y AutoCad® [14], obteniéndose así la planta se muestra en la Fig. 2.



Fig. 2. Planta trituradora tipo mandíbula, al tomar como base una existente y de marca Retch [6].

También esta metodología hace uso de uso de las CADCS e Ident de MATLAB®, las cuales se emplearon para identificar un modelo que permita determinar el comportamiento del proceso en ciertas situaciones, en las cuales se puede tratar de optimizar el modelo del proceso al cambiar ciertos parámetros con el fin de lograr que se comporte de efectiva manera específica.

Estas dos herramientas la metodología, CADCS (Computer Aided Design for Control System) e Ident son herramientas

que se encuentran en MATLAB® y que permiten encontrar el modelo matemático, de orden nominal reducido, capaz de representar la dinámica del sistema, sin la pretensión de explicar el por qué físico.

El CADCS es el conjunto de herramientas informáticas (software) que permite crear con la ayuda de las computadoras, diferentes diseños de lazos de regulación. Dichas herramientas poseen la flexibilidad con las que el diseñador puede explorar diversas estrategias [11].

Por otro lado, también facilita el desarrollo de métodos de control, para integrarlos luego en el proceso que se desea regular [12].

III. MATERIALES Y MÉTODOS

Para la identificación se establece que este proceso va ser controlado en cascada, donde el torque no juega un papel importante por ser una variable intermedia y no independiente, lo que sí existe es una relación linealmente proporcional entre el torque y la posición.

Una vez que se conoce cuáles son las variables de entrada y salida se usa para la experimentación dos tipos de señales una tipo escalón y una señal binaria pseudoaleatoria (SBSA). Donde se considera el perno regulador de la apertura y cierre de las mandíbulas la variable que representa la posición expresada en radianes, para así obtener el volumen de material triturado que se requiere a la salida, este material que es el peso será medido con una celda de carga. Para esto se tomaron 1024 datos ($2^{10} = 1024$) y así poder aplicar la transformada rápida de Fourier en el análisis de la calidad de la señal en el dominio de las frecuencias.

En la Fig. 3 se muestra una foto de la trituradora en la que se indican las señales de entrada, salida y las dos perturbaciones.



Fig. 3. Foto de la trituradora en la que se indican las señales de entrada, salida y las perturbaciones.

Seguidamente se parte de un modelo de caja negra, de una sola entrada, una sola salida y dos perturbaciones como se muestran en la Tabla I, con el objetivo de demostrar la calidad de los datos adquiridos y pasar a identificar un modelo matemático del sistema mediante el método de Strejc para valorar el retardo, el mismo sirve para identificar modelos lineales y continuos del tipo de la ecuación (1):

$$G(s) \cdot \frac{K}{(T_s + 1)} \cdot e^{(\tau_s)} \quad (1)$$

TABLA I
VARIABLES INVOLUCRADAS EN ESTE PROCESO

Modelo de la planta	
Variables de entrada Posición (rad)	Variables de salida Peso (kg)
Perturbaciones	
Relación Velocidad-Carga (m/s/kg)	
Material que se riega, es 1% del total del material utilizado (kg)	

A. Diseño y ejecución de los experimentos.

Los experimentos preliminares se realizan con el fin de caracterizar las variables del sistema y obtener información del proceso tales como: la ganancia del sistema, el retardo, el posible orden y la menor constante de tiempo, donde toda esta información es necesaria para el diseño apropiado del experimento de identificación. El modelo que se obtenga va a ser utilizado para el control, por lo que la señal de entrada debe tener un valor lo más cercano posible al estado de operación [17]. Lográndose con esto que el prototipo a escala laboratorio permita simular el proceso de trituración de una forma muy segura.

Finalmente se conectan todos los elementos tal como se ve en la Fig. 4, el experimento se realiza en lazo abierto. Las mediciones obtenidas se obtienen al cerrar manualmente un torquímetro analógico con una tuerca. Que a su vez permite el cierre de las placas de la trituradora en 4 posiciones (0 rad, π rad, $3\pi/2$ rad, 2π rad), siempre con el objetivo de obtener una mejor trituración del material.

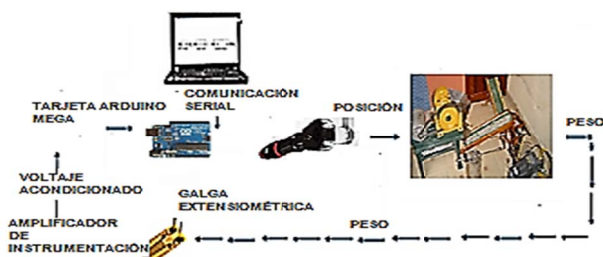


Fig. 4. Esquema de la instrumentación empleada en este trabajo.

B. Sistema de calidad y datos requeridos.

Después de la recolección de datos siempre es necesario hacer un análisis estadístico de las mediciones obtenidas, además el análisis gráfico de las curvas de respuesta del tiempo y frecuencia. Esto permite determinar las relaciones entre las señales de entrada y salida de manera cuantitativa y examinar la calidad de las mediciones, el comportamiento de las variables y comprobar la presencia de ruido y retardos [19].

En caso de no poseer un Data-Logger, el software MATLAB[®] es la herramienta que permite agrupar y realizar el análisis de todas estas mediciones, esto es, el análisis gráfico, el análisis estadístico y el análisis de señales en el dominio de las frecuencias, así que ésta es la herramienta básica para los CADCS. Para este caso, se procede a cargar los datos previamente distribuidos.

Al iniciar por la señal analógica del proceso, que es el peso

fue muestreada con una tarjeta Arduino, sin embargo se debe tener en cuenta que las limitantes de cualquier tipo de tarjeta de adquisición de datos DAQ, es que llegan solo hasta un valor determinado de tiempo de muestreo de 0,00098 segundos. En este caso fue suficiente la cantidad de muestras que se obtienen con la tarjeta Arduino.

De igual forma se obtuvieron al excitar el proceso de trituración con un paso escalón los datos de la Tabla II y de esta manera determinar el período de muestreo correcto, para realizar los experimentos de identificación. Cabe señalar que los datos que se obtuvieron fueron en lazo abierto.

Físicamente esta señal de paso se logra con el uso de un contacto normalmente abierto en la tarjeta de Arduino, que al accionarlo se obtiene un 0 y un 1 lógico. A los que les corresponde un mínimo y máximo de tensión respectivamente [20].

TABLA II
MUESTRA DE LOS VALORES MÁS SIGNIFICATIVOS DE LOS RESULTADOS HALLADOS EXPERIMENTALMENTE DE LA TRITURADORA

Ángulo (rad)	Voltaje de salida (V)	Peso entrada (kg)	Peso salida (kg)	Torque (Nm)
0	0	2	1.25	2.706
π	9.81	2	1.36	4.671
2π	10.2	2	1.42	5.428
3π	10.1	2	1.385	6.28502
3π (Piedra de Río)	9.7	2	1.52	6.28502

Consecutivamente en la Fig. 5 se puede apreciar la respuesta ante una señal de entrada paso escalón, o lo que se conoce en inglés como (step-test), cuyo valor para los experimentos realizados es uno y que está representado con un color azul, así mismo la respuesta a esta entrada se puede apreciar con un color marrón.

En cada una de las mediciones realizadas o para cada posición se han realizado 256 experimentos, con su respectivo retraso en el tiempo, esto permite hacer uso de solamente una parte de los 1024 datos para la identificación, y así lograr simplificar notablemente el orden de la función de transferencia obtenida en [6]. También en la Fig. 5 se puede apreciar debido al transporte de material en una banda a la salida de la trituradora y cuyo valor es de 17.58 segundos. En cada experimento se puede apreciar el incremento en la salida, porque la galga extensiométrica empieza a recibir un mayor peso que cae de la banda transportadora. La amplitud de esta señal de consigna o entrada es de 2 kg (paso de 0 kg a 2 kg).

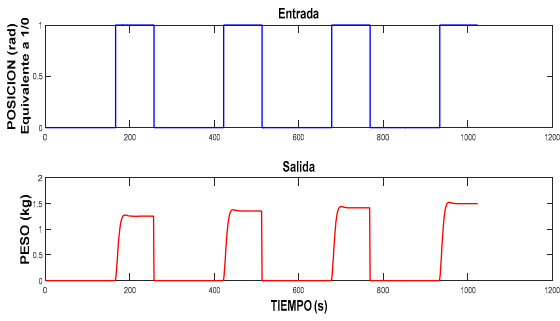


Fig. 5. Representación de los datos obtenidos en cada una de las posiciones que se emplearon para mejorar la trituration del material.

C. Diseño de los experimentos de identificación.

Una vez definido el tiempo total que dura cada experimento y que es de 17.58 segundos incluido el retardo en el tiempo de la banda transportadora, se procede con la ayuda del MATLAB® a realizar el análisis en el dominio del tiempo para saber si los datos obtenidos, fueron alcanzados con un correcto tiempo de muestreo, además de ratificar la presencia de retardo.

Además se comprueba si existe autocorrelación (es la dependencia lineal de una variable consigo misma en dos puntos en el tiempo). Para procesos estacionarios, la autocorrelación entre cualquiera de las dos observaciones solo depende del intervalo de tiempo h entre ellas, para esto es necesario calcular primero la covarianza mediante (2):

$$Cov(y_t, y_{t-h}) = \gamma_h \quad (2)$$

El retraso h de la auto correlación está dada por (3):

$$ph = Corr(y_t, y_{t-h}) = \frac{\gamma_h}{\gamma_0} \quad (3)$$

Donde la función de autocorrelación para una serie de tiempo, cuyos valores de $t = 1 \dots N - 1$, y el denominador es la covarianza de retraso. A continuación, se describe la manera como se empleó la función autocorr con el asistente matemático de MATLAB® [19], [21]. Obteniéndose así esta función: autocorr (PESO2), cuyo intervalo de muestreo definido se puede apreciar, también es posible recoger la información necesaria del proceso para estudiar su comportamiento dinámico con la función, [acf lags]= autocorr (PESO2)

Donde PESO2 es la salida de la trituradora, acf es el vector que contiene las muestras de auto-correlación y lags, es el vector que contiene los retardos. Por defecto MATLAB® establece que son 20 pasos de retardo, pero esta cifra puede modificarse, en el programa, desarrollado [19], [23].

El peridiograma, esto es, la transformada de Fourier de la densidad espectral de potencia. MATLAB® posee la función FFT, o los coeficientes de Fourier pero escalados en M . Esta transformada de Fourier es una idealización, para acercarse a ella se debería utilizar un periodo de muestreo que tiende a cero y el orden del algoritmo FFT, debería tender a infinito de manera que se abarquen todas las muestras de la señal. La autocorrelación lo que permite es conocer si el tiempo de

muestreo seleccionado es el correcto y la correlación cruzada si existe un retardo en el tiempo en el proceso. A continuación se explica lo anterior a través de algunas expresiones matemáticas.

$X(f, T)$ es la transformada de Fourier. La señal X_T es observada en una ventana de tiempo t , es decir, $X(f, T)$ es la transformada de Fourier de la versión truncada de una señal X_T ; y la densidad espectral de potencia es esa transformada de Fourier, de la señal truncada en el tiempo de una magnitud elevada al cuadrado promediada en el tiempo, lo que se puede ver en la siguiente expresión:

$$S_x(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} |X(f, T)|^2 \quad (4)$$

Y esta expresión es la que se llama periodograma, es decir, en si un periodograma se acerca a la densidad espectral en la medida en que T tienda a infinito, lo que se ve en el miembro de la derecha en (5):

$$|X(f, T)|^2 \quad (5)$$

El resultado de aplicar lo anterior se puede apreciar en la Fig. 6 [1].



Fig. 6. Correlación cruzada de la entrada (posición) con respecto a la salida (peso).

Para continuar con el análisis se debe definir el tiempo de muestreo, que para este trabajo es de 0.001024 segundos con una resolución de 2^{10} bits, lo que es igual a 1024 datos que se obtienen en un 1 segundo, es decir, que si se la simulación tuvo una duración de 16.9 segundos, hasta obtener una gráfica que se estabilizó. Se obtuvieron alrededor de 17.306 datos.

Seguidamente se realizó un proceso de interpolación de los 17.306 datos, para de esta forma obtener una cantidad suficiente de información del comportamiento del proceso, hasta su procesamiento posterior [22]. Se interpoló a 1/10 de T_s y además se renombraron las variables como: PESO2 al peso del material triturado y POSI a la posición de cierre de las placas del modelo de trituradora tipo mandíbula.

Al simular estos resultados se obtuvieron, para un valor de retrasos de 400, que afirma que 16.9 es el valor correcto de retraso.

La correlación más fuerte se encuentra en el instante 16.9 (Lag) con un valor de 0.216 que son las muestras de correlación, representada en el eje de las y . Se conoce que $T_s = 1/10$ seg por lo que el retardo (τ) se puede calcular como se indica en la ecuación (6).

$$\tau = T_s \cdot Lag \quad (6)$$

De la ecuación anterior se extrae que el proceso tiene retardo y que es de 16.9 y está formado por la suma de la trituración más el tiempo que se demora el material en recorrer la banda transportadora hasta que se logra medir, que es justamente el valor empleado en los experimentos.

Con los resultados obtenidos anteriormente se puede afirmar que tanto el tiempo de muestreo, así como el retardo que se muestra en el ejemplo es el adecuado. Inmediatamente se procede a estimar el modelo matemático de la trituradora, mediante el uso de la herramienta CADCS, que es un asistente de computadora para el diseño de sistemas de control, basados principalmente en cálculos estadísticos básicos que se detallan a continuación.

D. Uso de la herramienta CADCS para la identificación.

Una vez que se realizó el análisis en el dominio del tiempo se procede a identificar el modelo matemático de la trituradora, para lograr esto se empieza por cargar las variables de entrada y salida obtenidas experimentalmente, en el workspace de MATLAB®. Al considerar que cada experimento genero 1024 datos en un segundo, y que además concuerdan para poder aplicar el criterio de los datos de Fourier 2ⁿ, o para este caso 2¹⁰, justificándose así que se relacionaron 256 datos para cada posición (0 rad, π rad, 3π/2 rad, 2π rad).

E. Aplicación de la función escalamiento para reducir el error.

Luego de tratamiento estadístico apropiado a los datos usados con la finalidad de reducir el error se hace uso de los siguientes comandos:

p= polyfit (X, Y, 3), esta función entrega los coeficientes de un polinomio p(x) de grado n, a través del ajuste por el método de mínimos cuadrados para los datos en Y, donde X es la salida del Peso, la Y es la entrada o Posición y n viene hacer el grado del polinomio con el que se realiza el ajuste, denotadas por X, Y ya que así se definió a los datos de entrada y salida, esto significa que lo que se halla es la correlación cruzada de la entrada (posición) con respecto a la salida (peso).

Dataprev, esta función permite visualizar los datos de entrada y salida empleados, además de poder apreciar notablemente la auto-correlación de la entrada y de la salida, así como la correlación entre la entrada y la salida.

Finalmente al ser uso de la función: [Num,Den,Fit,atm]=idstrejc (t, PESO2, np, stp); para los datos obtenidos experimentalmente se obtiene la Fig. 7.

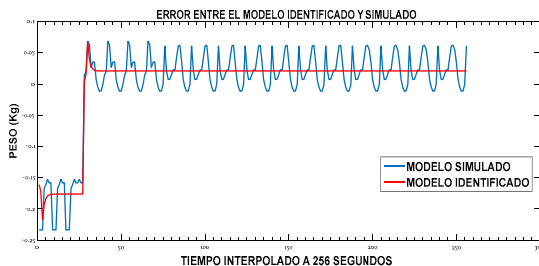


Fig. 7. Error hallado entre los datos medidos y los simulados.

F. Verificación del modelo matemático mediante el uso la herramienta APPS (aplicaciones de MATLAB®).

Con la ayuda del toolbox ident de MATLAB®, se procede a cargar los datos hallados experimentalmente, para poder usar las herramientas de optimización. De manera que al enviar los datos al optimizador de sistemas de identificación se minimiza el error entre las señales identificadas, lo que se conoce como fit y los datos, es decir, con estos datos experimentales lo que la herramienta hace es un ajuste de un modelo por defecto.

Para lograr el mejor ajuste se procede a estimar de acuerdo a la experiencia del que usa esta herramienta, la dinámica de la planta, donde que para que sea confiable la planta estimada debe ser superior al 86% de reproductibilidad.

A continuación, con esta herramienta se obtiene los resultados que se muestran en la Fig. 8, en la parte de la izquierda y con azul la forma de la planta que se va usar para aplicar las distintas estrategias de control.

Esto permite hallar el modelo matemático deseado mediante el PEM (prediction-error minimization) por sus siglas en inglés. El FIT (ajuste a la estimación de datos) dio el 95.63% y el FPE (fit prediction-error) por sus siglas en inglés arrojó un valor de 0.00047335, que empleo una estructura basada en una función de transferencia de primer orden con retardo. Al considerar que un sistema con tiempo muerto siempre ha de presentar una frecuencia de fase ante un estudio espectral o bode y mediante el uso del valor de tiempo muerto muy superior a cualquier constante de tiempo del sistema, se toma el modelo de orden nominal reducido con el fin de facilitar sintonización de los parámetros del controlador.

Posteriormente en la Tabla III se presentan los resultados hallados a través del software MATLAB® y diferentes tipos de acondicionamiento a los datos hallados experimentalmente. La metodología CADCS está presente en esta tabla en la columna 2; aquí se puede apreciar que el error es muy grande ante la presencia de retardo y al cual aplicar una señal de entrada escalón, como es el caso de este proceso. Descartándose finalmente esta metodología al aplicar algunas técnicas a los datos experimentales, ya que se puede apreciar que se logra corregir el error pero no al valor de un prototipo del proceso que es del 2.5% y del 5% para procesos reales [12].

En la tercera columna, de la Tabla III, la herramienta APPS, logran minimizar el error de una forma considerable a un valor de 0.00047335, que está dentro del rango permitido para prototipos.

Por tanto, con la información obtenida anteriormente y al considerar que la salida será estable para la entrada de 2kg. Se puede ratificar que la salida después de un tiempo constante de 5,538 es de 63,2% x 2kg, o lo que es lo mismo 1,264 kg. Entonces el modelo matemático de la trituradora será el de la ecuación (7), en tiempo continuo tal como da la herramienta ident.

$$TF = \frac{PESO(s)}{POSICIÓN(rad)} = \frac{1.2725}{5.538 \cdot s + 1} \cdot e^{-17.58 \cdot s} \quad (7)$$

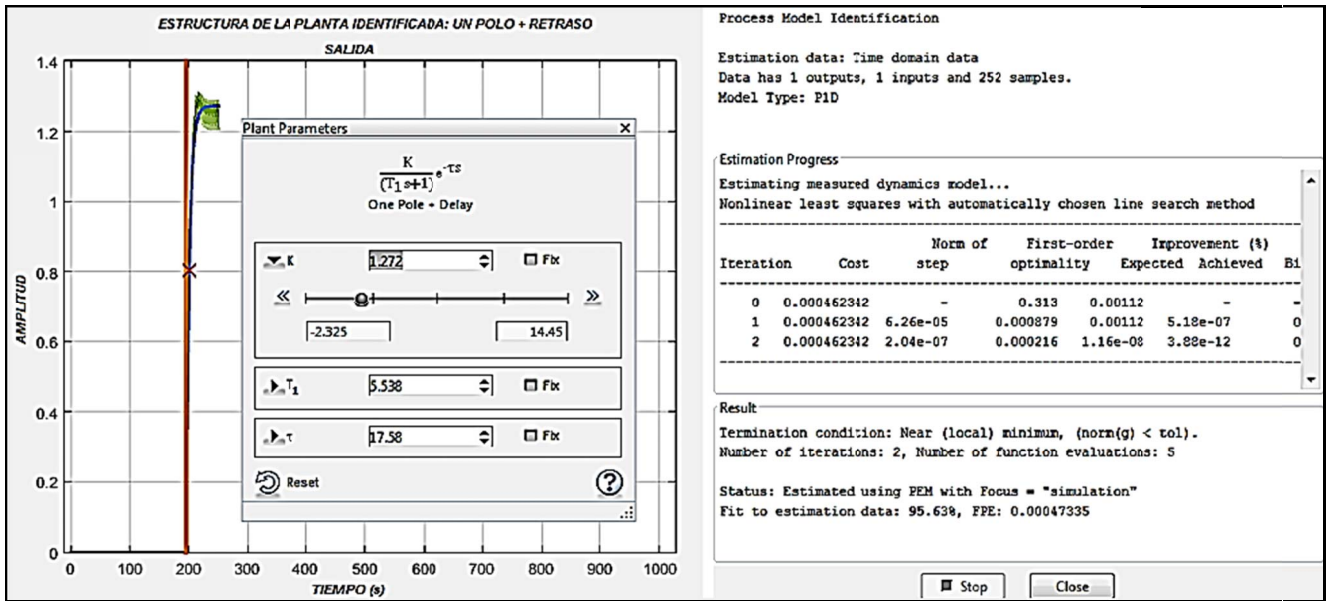


Fig. 8. Resultados obtenidos con la herramienta APPS de MATLAB®.

TABLA III
MUESTRA DE LOS VALORES MÁS SIGNIFICATIVOS DE LOS RESULTADOS HALLADOS EXPERIMENTALMENTE DE LA TRITURADORA

	CADCS-Datos Interpolados, filtrados y escalados(1024)	Al aplicar la herramienta APPS de MATLAB®
% del Error	Al inicio de la simulación es de 100%, a la mitad de 10% y al final de 0%	0.00047335
Modelo Matemático Obtenido	$TF = \frac{1.017}{0.0001 \cdot s + 1}$	$TF = \frac{1.2725}{5.538 \cdot s + 1} e^{-17.58s}$

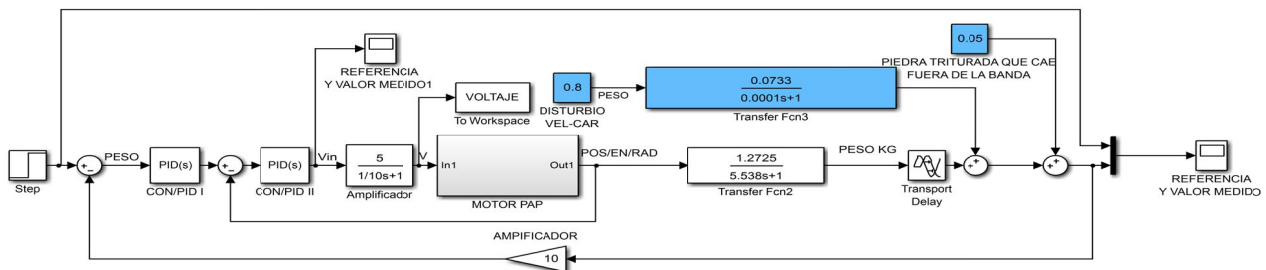


Fig. 9. Esquema de control en cascada, planteado para la trituradora.

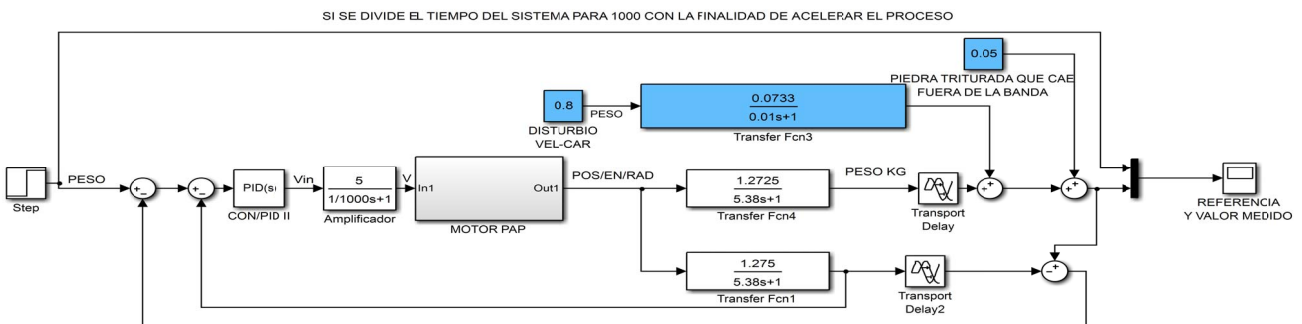


Fig. 10. Diagrama de bloques mediante el método de control Predictor de Smith.

G. Diseño del servomecanismo

De acuerdo al valor final obtenido la mejor opción es utilizar el sistema de engranajes con un puntaje de 8.6, lo cual se corresponde con las condiciones de la máquina. El sistema de engranajes no requiere de mucho espacio, así también su construcción es más rápida con referencia a los otros sistemas, tiene muy buena eficiencia y se prolonga su vida útil con un adecuado mantenimiento que es la lubricación de los dientes. Debido al valor obtenido se selecciona para esta servotransmisión el sistema de engranajes. Lo cual permitió proceder a diseñar las dimensiones de las ruedas dentadas que componen el engranaje [2].

Para el cálculo del número de dientes de la rueda conductora (engranaje), se debe cumplir con la ecuación (8)

$$i = \frac{Z_1}{Z_2} = \frac{n_1}{n_2} \quad (8)$$

Donde i es la relación de transmisión, Z_1 es el número de dientes de la rueda conductora, Z_2 es el número de dientes de la rueda conducida, n_1 son las revoluciones por minuto de la rueda conductora, n_2 son las revoluciones por minuto de la rueda conducida.

También se debe estimar el tornillo ajustable necesita girar media vuelta, para lo cual en el mismo eje del tornillo se montará la rueda conducida (piñón) que se diseña con 10 dientes, mientras que la rueda conductora en consecuencia se diseña con 1 vuelta y al aplicar la ecuación (8) se tiene $i = 0.5$.

De tal forma queda $Z_2 = 20$ dientes. Adicionalmente para la construcción de las ruedas es necesario definir el módulo de $m = 3.5$. El valor de m se fija mediante el cálculo de resistencia de materiales, en virtud de la potencia transmitida y en función de la relación de transmisión que se establezca [25].

De esta con los valores adoptados se procede a modelar el mecanismo rueda de ginebra, mediante el uso de un programa de diseño SolidWorks® y para el modelo del motor se realizó una simulación en MATLAB®/Simulink, el cual se representa por dos ecuaciones diferenciales: (9) y (10), respectivamente [26], y que representan la dinámica de un motor de cd, a partir de las leyes físicas eléctricas y mecánicas del motor.

$$V = K \cdot \omega + R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} \quad (9)$$

$$T = K \cdot i + b \cdot \omega + J \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad (10)$$

Seguidamente se explica la nomenclatura de la parte eléctrica y mecánica de un motor de cc y que se emplea en (5) y (6), para luego ser llevadas a MATLAB®/Simulink, V el voltaje de alimentación del motor, T el torque que se desea conocer, R la resistencia óhmica de los embobinados del rotor, L la inductancia de los embobinados del rotor, J el momento de inercia del rotor y de la carga reflejada hacía el, que hace contacto con la rueda conductora del mecanismo rueda de Ginebra, b el coeficiente de fricción viscosa entre el rotor y los cojinetes del motor; K es una constante que relaciona la parte

eléctrica y la mecánica y se encuentran en el torque y en la fuerza electromotriz inducida respectivamente.

Destacandose que existen otras variables que dependen del tiempo la velocidad angular del rotor y la corriente del sistema

El retardo del tiempo es de 17.58 segundos, porque en todo proceso en el que se presentan bandas transportadoras, poseen un tiempo desde que el material cae en la banda hasta que es finalmente medido este valor.

IV. DISEÑO DEL CONTROLADOR

Estos controladores son muy usados en la industria por su fácil implementación, además de venir como un bloque de programación en los PLC, son físicamente equipos que permiten ajustar las ganancias K_p , K_i , K_d (ganancia Proporcional, Integral y Derivativa correspondientemente), estos parámetros y su obtención fueron hallados con la herramienta computacional MATLAB® y se los muestra en la Tabla IV y Tabla V, respectivamente.

TABLA IV
AJUSTES DEL REGULADOR BASADO EN PID

	K_p	K_i	K_d	Coef. Filtro
Ganancia PID, principal	0.034	0.002	0.189	0.036
Ganancia PID, secundario	0	4.366e-05	0	100
Tipo	Paralelo	Paralelo	Paralelo	Paralelo
Tiempo	Continuo	Continuo	Continuo	Continuo

TABLA V
AJUSTES DEL REGULADOR BASADO EN PREDICTOR DE SMITH
AJUSTES DEL REGULADOR BASADO EN PREDICTOR DE SMITH

	K_p	K_i	K_d	Coef. Filtro
Ganancia PID	3.893	0.003	5.609	13247.634
Tipo	Paralelo	Paralelo	Paralelo	Paralelo
Tiempo	Continuo	Continuo	Continuo	Continuo

A continuación, se muestra en la Fig. 9, el uso de este tipo de controlador al proponer un control en cascada para el proceso de trituración. Dicho control consta de un motor PAP (motor paso a paso) y un modelo de la trituradora donde la entrada es la posición del motor PAP, ambos reguladores son PID, y los periodos de control no son los mismos, el del motor es 10 veces menor, que el periodo de control de la variable principal que es el peso.

En la Fig. 10, se plantea un tipo de control basado en el controlador con Predictor de Smith, que es muy usado para sistemas con gran presencia de retardo, que vendría hacer una variante del que se mostró en la Fig. 9. Es importante resaltar que todos los algoritmos emplearon una señal de entrada escalón.

En la Tabla VI se muestra el resultado de aplicar dos controladores diferentes al modelo de la trituradora y el que mejor resultado dio fue el controlador basado en Predictor de Smith, es decir, se analizó la respuesta de estos 2 controladores.

TABLA VI
RESULTADOS DE APLICAR DIFERENTES CONTROLADORES PARA EL LAZO DE CONTROL

	Controlador 1 (PID)	Controlador 2 (Predictor de Smith)
Máximo sobre impulso positivo y negativo	-5%	10 %
Tiempo de estabilización	65 s	19.42 s
Tiempo de subida o levantamiento	15 s	5 s
Error en estado estable	0.2 kg	0,04 kg

V. DISCUSIÓN DE RESULTADOS

A. Implementación del sistema de control.

Una vez obtenidos los resultados de las estrategias de control aplicadas al proceso se procede a conectar todos estos materiales tal como se ve en la Fig. 11.

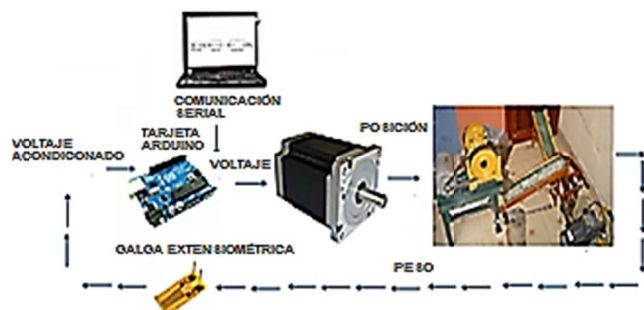


Fig. 11. Esquema de la instrumentación utilizada en este trabajo.

En la Fig. 12 se muestra el resultado del control implementado, cuando la señal de referencia es de 2 kg y se representa en esta grafica con color azul, es seguida por la respuesta del sistema que es el peso a la salida de la trituradora y que está con color rojo.

Existe un sobre impulso en la respuesta que es característico de estos procesos donde se trabaja con arranque de motores y la presencia de corrientes superiores a la nominal del motor, por ejemplo esto puede ser controlado con el uso de bloques anti-windup (reinicio del reajuste) que tiene que ver con limitar la salida y entrar en los límites de saturación de la planta, lo que daría muy buenos resultados si además se combinarán con arrancadores suaves o variadores de frecuencia, pero esto no se corrigió en este trabajo por no ser parte de los objetivos del mismo. También se puede apreciar el retardo en el tiempo y cuyo valor es de 17.58 segundos, esto debido principalmente a la traslación de material en la banda transportadora.

Posteriormente, se hizo el control con una señal de referencia tipo secuencia de valores. Al aumentar el tiempo de muestreo se puede apreciar mejor el control basado en el Predictor de Smith.

En la Fig. 13 se puede observar la primera parte de este control, que tuvo una duración de 210 segundos, para esto se aumentó el tiempo de muestreo y se disminuyó el tiempo de respuesta de la función de transferencia como el retardo del sistema.

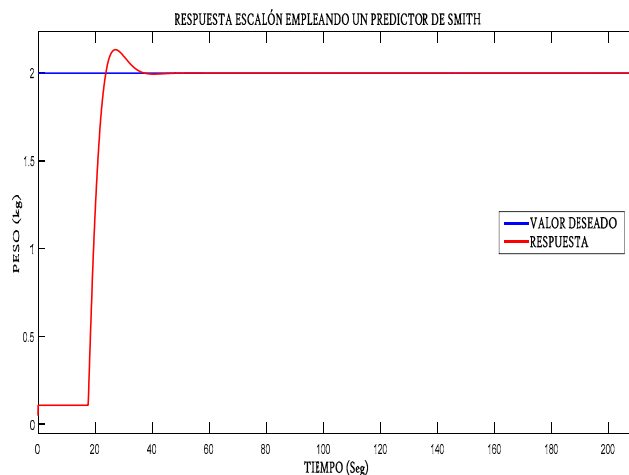


Fig. 12. Primera parte del control basado en Predictor de Smith.

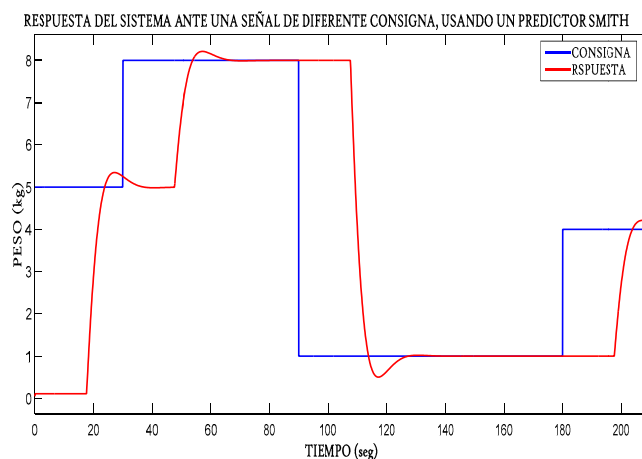


Fig. 13. Respuesta ante diferentes valores de consigna.

Para la conminución de minerales (Trituración y/o Molienda), es importante contar con toda la información necesaria para realizar los balances de materiales en cada punto del proceso. Esto es importante, ya que es una manera indirecta de verificar que los equipos, habitualmente enlazados entre sí por un sofisticado sistema de automatización y control, se encuentren en operación dentro de los márgenes de lo diseñado y poder detectar cualquier variación en algunos de los parámetros operacionales habituales [28].

En trituración, el control y optimización de la granulometría de alimentación y la descarga (razón o grado de reducción; $i = 4-6$ en T. primarias); así como el consumo energético ≈ 0.25 Kwh/Ton, son de vital importancia para determinar, de una manera rápida, cuál es la fuente que ocasiona el problema y resolverlo.

VI. CONCLUSIONES

El modelo matemático es descriptivo al ser el producto de estudios analíticos y de experimentación, además es de primer orden y fue hallado con la herramienta APPS. Usándose un clásico control en cascada en el sistema, porque da una solución mejor, que el control con un solo regulador, además es más inmune a la perturbación y va tener una respuesta más

rápida y más exacta. También se determinó que el mejor controlador para esta aplicación es el Predictor de Smith.

Con respecto a la eficiencia estará dada por un correcto ajuste del controlador a partir de los índices o criterios de desempeño a utilizar y que son los siguientes: La integral del error absoluto (IAE), tiempo de asentamiento al 2% ($t_{a2\%}$), sobrepaso máximo (Mp), tiempo de levantamiento (tl), estos dos para el caso de servomecanismo, para funcionamiento como reguladores se tendrán además el error máximo y el tiempo al error máximo [15]. Así también, mediante la tabla de decisión multicriterio se pudo determinar que la transmisión por engranajes es la mejor opción con un valor de 8.6/10 o (0.086) y en segundo la transmisión por rueda de ginebra con un valor de 7.3/10 o (0.073).

Para futuros trabajos, sería interesante modificar el prototipo de trituración que en la actualidad se encuentra en etapa de ser patentado por el SENADI-Ecuador, permitiera plantear nuevos modelos matemáticos de este proceso, en los que se va considerar como variable de entrada a la velocidad angular y como salida al flujo másico y para esto se usara un S7-1500 de Siemens el cual permite a través de módulos de comunicación inteligente el enlace con MATLAB® y así aplicar estrategias de control avanzadas apoyadas en redes neuronales, Lógica Difusa, L.Q.R, etc..

AGRADECIMIENTOS

A la Universidad Nacional de Loja (UNL) y al Instituto de Cibernética Matemáticas y Física (ICIMAF) en Cuba, por las facilidades prestadas para el desarrollo de este trabajo.

REFERENCIAS

- [1] ECSA, "Informe técnico de ECSA," Disponible en: <http://www.ecuacorriente.com/>, 2010.
- [2] D. Sbarbaro, "Control of Crushing circuits with variable speed drivers" in *Proc. of IFAC*, 2005, pp. 1-4.
- [3] Acuña, G, Curilem, M, and Cubillos, F, "Desarrollo de un Sensor Virtual basado en Modelo NARMAX y Máquina de Vectores de Soporte para Molienda Semiautógena," *RIAI (Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial)*, vol. 11, no. 1, pp. 109-112, 2014.
- [4] Santos, A, "Inexpensive apparatus for control laboratory experiments using advanced control methodologies," in *Proc. of the IFAC*, 1999, pp. 61-78
- [5] Moriano, F, "Modelado y control de un nuevo sistema bola viga con levitación magnética", *RIAI (Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial)*, vol. 9, no. 3, pp. 258-261, 2012.
- [6] Benavides, J, Del Pozo, A, Salinas, E, and Ochoa, J, "Identification and control of a laboratory-scale for prototype for crushing copper," *IEEE America Latina*, vol. 14, no. 2, pp. 549-558, 2016.
- [7] Ljung, L, "System Identification Theory for the user: Prentice Hall, 1999.
- [8] Whiten, W, "The Simulation of crushing plants with models developed using multiple spline regression," *Journal of South African Institute of Mining and Metallurgy*, pp. 257-264, 1972.
- [9] Hatch, C, "Simulation of the brenda mine," *Mining Engineering secondary crushing*, pp. 1354-1362, 1982.
- [10] Donovan, J, "Fracture Toughness Based MFracture Toughness Based Models For The Prediction Of Power Consumption," *Product Size, And Capacity Of Jaw Crushers*, 2003.
- [11] Fernández, L, "CADCS," *Revista de Automática del ICIMAF*, pp. 28-33, 2009.
- [12] Gupta, S, "Elements of Control Systems," Prentice-Hall of New Delhi India, 2003.
- [13] SolidWorks, "SolidWorks," Disponible en: www.solidworks.com.
- [14] AutoCad, "AutoCad," Disponible en: www.AutoCad.com.
- [15] Corripio, A., and Smith, C, "Control Automático de Procesos, Teoría y Práctica," Noriega, 2000.
- [16] Garzón, M., and Domínguez, A, "Control difuso de un motor de inducción," *Revista de Ingeniería Energética*, vol. 25, no. 1, pp. 32-36, 2005.
- [17] Fernández, L, "Identificación de sistemas con los CADCS," *Revista de Automática del ICIMAF*, pp. 5-7, 2012.
- [18] Valera, A, Soriano, A, and Vallés, M, "Plataforma de Bajo Coste para la realización de Trabajos Prácticos de Mecatrónica y Robótica," *RIAI (Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial)*, vol. 11, no. 4, pp. 367-369, 2014.
- [19] Sierra, J, "Diseño e Implementación del Control Inteligente en un motor de corriente continua," Master's thesis, CUJAE-Habana, 2012.
- [20] Torres, M, "Control de subproceso de caudal de aire en unidad manejadora de aire de la planta DPTdel instituto FINLAY," *Revista de Cibernética Aplicada*, pp. 47-51, 2012.
- [21] Vargas, G, Fernández, L, "Identificación y Control del Reflujo de Solvente en un proceso de extracción," *Revista de Automática del ICIMAF*, pp. 79-83, 2012.
- [22] Delgado, L, Fernández, L, and Vargas, G, "Modelación, Simulación y Control del sistema de ventilación de una planta de ingredientes farmacéuticos activos," in *Proc. of the JICIMAF*, 2011, pp. 17-24.
- [23] Pulido, J, "Correlación y Regresión Lineal Simple," Disponible en: <http://www.youtube.com/watch?v=E4oVu8i-pnU>, 27 Febrero 2012.
- [24] Shigley, J, "Teoría de Máquinas y mecanismos," Mc Graw Hill, pp. 374-378, 2001.
- [25] Arrizabalaga, N, "Máquinas Prontuario," Técnicas Máquinas Herramientas, pp. 322-323, 1990.
- [26] Mathworks, "Mathworks", Disponible en: www.mathworks.com, 2018.
- [27] Seborg, D, Edgar, T, and Duncan, "Process Dynamics and Control," John Wiley&Sons, Inc, 2004.
- [28] Gobierno de Chile, "Manual General de la Minería y la Metalurgia," Gobierno de Chile, pp. 399-406. 2007.
- [29] Fuerstenau, M, "Principles of Mineral Processing," Society for Mining metallurgy, 2005
- [30] Sutulov, A, "Flotación de Minerales," Master's thesis, Universidad de la Concepción de Chile, 1980.

Diseño e implementación de un demodulador QPSK utilizando una técnica de tendencia central

Design and implementation of a QPSK demodulator using a technique of central tendency

Pablo Lupera Morillo, Nelson Solano

Abstract—This paper describes a quadrature phase shift keying (QPSK) demodulator. The digital demodulator is based on the median for recovering data bits. The results showed that the median technique reduces complexity. The modulator consists of two different techniques: direct digital synthesis technique (DDS) and stored phases in read-only memories. These techniques were compared to probe the efficiency using parameters such as power consumption and the number of used elements. The modulator based on the memories is optimal. The modulator and demodulator were designed in VHDL language and were implemented in a Virtex-5 board from Xilinx.

Index Terms—QPSK demodulation, QPSK modulation, median, central tendency

Resumen— En este trabajo se describe la forma de aplicar la mediana para la demodulación de una señal QPSK y de esa manera recuperar los bits de datos. Los resultados obtenidos muestran que la mediana es una técnica adecuada debido a su simplicidad. Para la modulación de las señales se usaron dos técnicas: síntesis digital directa (DDS) y almacenamiento de fases en memoria. Se compararon estas técnicas para probar posteriormente el funcionamiento del demodulador QPSK. Dicha comparación consistió en probar su eficiencia usando parámetros tales como: consumo de potencia y cantidad de elementos usados; se concluyó que la técnica de memorias es la óptima. Los moduladores y el demodulador con la técnica de tendencia central se diseñaron en lenguaje VHDL y se implementaron en una tarjeta FPGA Virtex-5 de Xilinx.

Palabras Claves— demodulación QPSK; modulación QPSK; mediana; tendencia central

I. INTRODUCCIÓN

LA MODULACIÓN por desplazamiento de fase (QPSK) es una técnica ampliamente usada en tecnologías modernas como comunicaciones satelitales, sistemas celulares, televisión digital, entre otros. Esto es debido a las características de robustez, alta eficiencia espectral y bajas tasas de error comparadas frente a otros esquemas básicos de modulación digital. D. A. B. Zambra y J. R. Pinheiro en [1] realizan un

análisis del desempeño de la técnica de modulación por desplazamiento de fase, como lo es QPSK, donde describen sus ventajas. Desde su invención en la década de los años setenta, se han dedicado esfuerzos para mejorar el desempeño de dicha técnica de modulación con variaciones en los distintos componentes constitutivos tanto del modulador como del demodulador. Con la evolución de las herramientas electrónicas y computacionales se han desarrollado nuevos procesos para la ejecución de la demodulación QPSK. A continuación se enumeran varios trabajos relacionados con este tema.

Varios autores, como K. Feher [2] han mejorado las características de la señal con técnicas de filtrado y correlación para evitar problemas de *jitter* e interferencia. Otros trabajos se han centrado en optimizar los recursos disponibles, Pochiraju y Fusco [3] desarrollaron un modulador con un bajo consumo de potencia para su funcionamiento en alta frecuencia. M. Raghavendra [4] diseñó un demodulador que opera a altas tasas de bits, para esto ocupa un lazo de Costas para la recuperación de los bits de datos. En [5] Lee et al. presenta un demodulador en un microcircuito con una arquitectura de submuestreo que detecta los cambios lentos de fase que resultan de un ancho de banda de recepción limitado. En [6], Takahashi et al. implementa un demodulador con circuitos integrados que incluyen una línea de retardo, amplificadores de distribución, desfasadores controlados por voltaje y detectores. Otra de las técnicas de demodulación, la presenta Wagner en [7] al utilizar un esquema de recuperación de fase basado en la detección de transiciones XOR. Finalmente, Rai y Kumar en [8] utilizan una técnica basada en *windowing*, transformada rápida de Fourier (FFT) e interpolación para la implementación del demodulador. En base a lo anterior se puede apreciar que son variados los enfoques para el proceso de demodulación QPSK.

Es necesario disminuir la ocupación de recursos de hardware en recepción mediante la reducción de la complejidad de la implementación de la técnica de demodulación QPSK, por esto, es un tema de interés científico permanente, la propuesta de nuevas alternativas técnicas de demodulación. En este sentido, en este artículo se propone una nueva alternativa para recuperar los bits de la señal modulada

P. Lupera Morillo profesor titular de la Escuela Politécnica Nacional, Quito, Ecuador (e-mail: pablo.lupera@epn.edu.ec).

N. Solano ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones de la Escuela Politécnica Nacional, Quito, Ecuador (e-mail: nelson_viccio@126.com).

con una cantidad reducida de recursos utilizados para la demodulación.

El presente artículo se encuentra estructurado de la siguiente forma. En la Sección II se abordan las técnicas de modulación QPSK y analizan los resultados de los moduladores diseñados en lenguaje VHDL, la señal modulada obtenida se utilizará para las pruebas del demodulador. En la Sección III se presenta la propuesta para el proceso de demodulación basada en una técnica de tendencia central. En la Sección IV se muestran y analizan los resultados de la técnica de demodulación propuesta, además se presenta la ejecución de las pruebas para evaluar su funcionamiento sobre una tarjeta FPGA Virtex-5. Finalmente, en la Sección V se describen las principales conclusiones del estudio realizado.

II. TÉCNICAS DE MODULACIÓN QPSK

La modulación QPSK es una forma de la modulación PSK, en donde se varía la fase de la señal portadora de acuerdo a los datos de entrada.

En (1) se muestra la expresión general de una señal QPSK, en donde θ_i representa las fases que puede tener dicha señal y ω_c es la frecuencia angular de la señal portadora:

$$s(t) = \cos(\omega_c t + \theta_i) \quad (1)$$

En donde ω_c representa la frecuencia angular de la portadora modulada y θ_i es la fase instantánea.

Si a (1) se aplica la identidad trigonométrica del coseno se obtiene (2), que de forma general se puede expresar como (3):

$$s(t) = \cos \theta_i \cos \omega_c t + \sin \theta_i \sin \omega_c t \quad (2)$$

$$s(t) = I(t) \cos \omega_c t + Q(t) \sin \omega_c t \quad (3)$$

En donde $I(t)$ y $Q(t)$ son las componentes en fase y cuadratura de la señal modulada respectivamente.

Como se puede observar en (3), la señal a la salida de un modulador QPSK convencional se forma con la adición de dos portadoras en fase y cuadratura, desfasadas 90° entre sí, es por esto que se puede ver a esta modulación como la adición de dos señales PSK binarias [9]. La señal modulada QPSK tiene cuatro fases, cada una de las cuales representa a un par de bits, para obtener las fases establecidas es necesario sumar las portadoras en fase y cuadratura cada una de ellas con su respectivo valor de amplitud como se muestra en la Tabla I.

TABLA I
FASES DE LA SEÑAL QPSK

Par de Bits	Fases	$I(t)$	$Q(t)$
11	$\pi/4$	0.707	0.707
10	$3\pi/4$	0.707	-0.707
01	$7\pi/4$	-0.707	0.707
00	$5\pi/4$	-0.707	-0.707

En la Fig. 1 se muestra el diagrama de bloques de dicho modulador. Los bits de datos en la entrada se convierten a una forma paralela, dando origen a los canales I (*In-Phase*) y Q (*Quadrature*), luego en ambos canales se realiza la codificación de No Retorno a Cero (NRZ del inglés *Non Return to Zero*) para cambiar la polaridad de los bits (0 lógico

adquiere un valor de -1) y de esta manera poder efectuar la modulación de forma correcta. El bloque oscilador junto con el bloque defasador generan las portadoras en fase y cuadratura para mezclar con los bits de los canales I y Q. Por último, se tiene un bloque sumador que combina las señales obtenidas en ambos canales, obteniéndose así la señal QPSK.

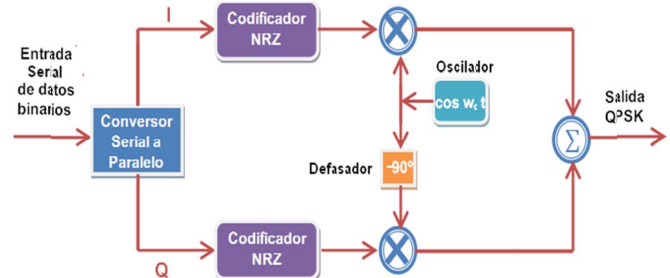


Fig. 1. Diagrama de bloques de un modulador QPSK [4].

A. Diseño del modulador con la técnica DDS

La técnica de Síntesis Digital Directa (DDS del inglés *Direct Digital Synthesizer*) es un método que se emplea en la generación de distintas formas de onda a partir de una referencia fija. En un sistema básico DDS se tiene un elemento de almacenamiento como una memoria, donde se encuentran las muestras digitalizadas de una señal. Estas muestras son enviadas a un convertor digital a analógico en un orden específico, de manera que a partir de la señal contenida en la memoria se puedan obtener o sintetizar otras formas de onda [9].

En el presente trabajo se realiza el diseño del modulador QPSK convencional con la técnica DDS para la generación de las señales portadoras y la multiplicación con los bits codificados con NRZ. Además se tiene un bloque sumador para efectuar la operación entre las señales procedentes de los canales I y Q. En la Fig. 2 se tiene el esquema de Transferencia a Nivel de Registro (RTL del inglés *Register Transfer Level*) de este modulador, cabe mencionar que se usó el lenguaje VHDL para su diseño y simulación. El bloque **ser2par** es el convertor serial a paralelo, y el bloque **DDS** contiene los elementos restantes.

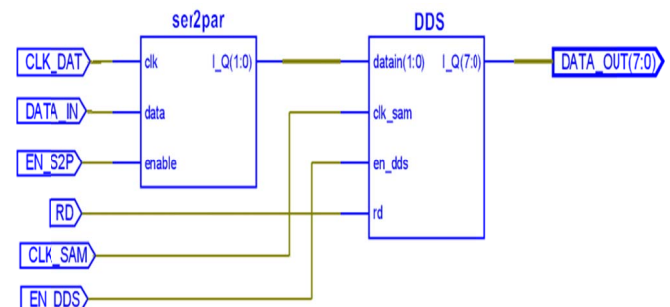


Fig. 2. Esquema RTL del modulador con la técnica DDS.

En la Fig. 3 se presenta la simulación de este diseño para una secuencia de bits: 11100001 y se resaltan los cambios de fase de la señal modulada.

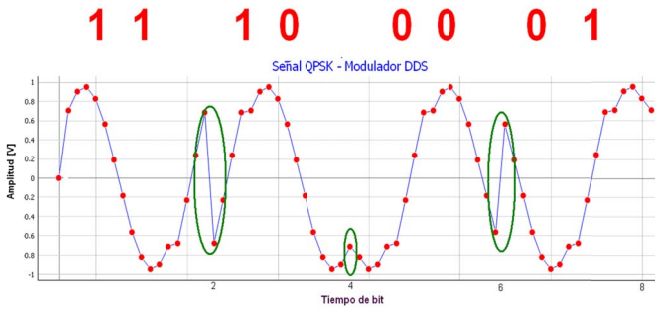


Fig. 3. Simulación del modulador con la técnica DDS.

B. Diseño del modulador con la técnica de las fases prealmacenadas

Esta metodología fue propuesta en [10]. Con esta técnica en el modulador se suprimen todas las operaciones efectuadas con la técnica DDS. En la Fig. 4 se presenta su diagrama de bloques.

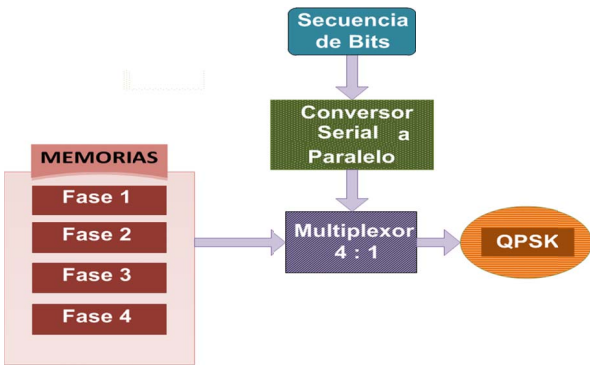


Fig. 4. Simulación del modulador con la técnica de fases prealmacenadas.

En este método se utilizan cuatro memorias de lectura, en las cuales se han guardado las señales que representan las fases de la modulación QPSK. Los datos a modular ingresan de forma serial y entran a un convertor de serial a paralelo, posteriormente los datos de forma paralela controlan un bloque multiplexor que permite elegir la fase de la señal QPSK de acuerdo a los datos que se tienen. Este diseño al igual que con la técnica DDS, se lo desarrolla en el lenguaje VHDL. La Fig. 5 muestra el esquema RTL, en donde el bloque **phases** contiene las memorias y el multiplexor.

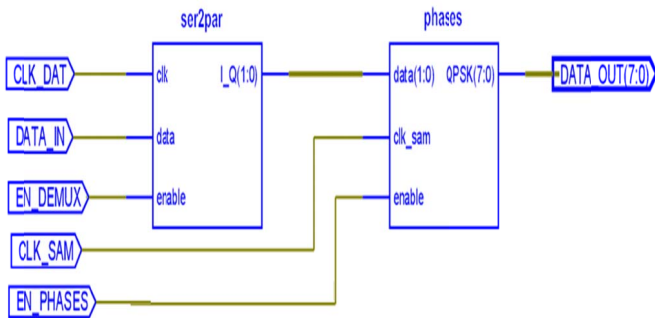


Fig. 5. Esquema RTL del modulador con la técnica de fases prealmacenadas.

En la Fig. 6 se presenta la simulación de este modulador para una secuencia: 10001111; en la gráfica se pueden observar los cambios de fase.

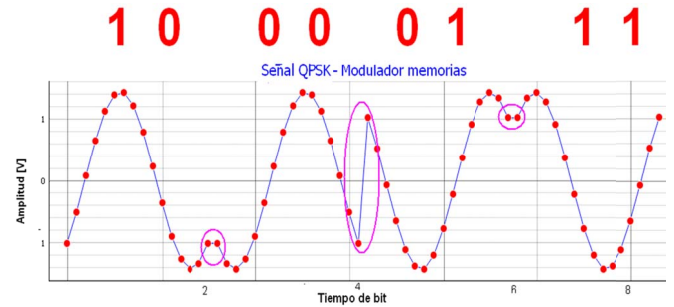


Fig. 6. Simulación del modulador desarrollado con la técnica de fases prealmacenadas.

C. Demodulador QPSK convencional

Para la demodulación de una señal QPSK se requiere recuperar las componentes *I* y *Q*, como se puede apreciar en la Fig.7. Para ello, se multiplica (mezcla) la señal QPSK con una portadora en fase y otra en cuadratura, obteniéndose las proyecciones de los símbolos QPSK sobre los ejes *I* y *Q* de la constelación.

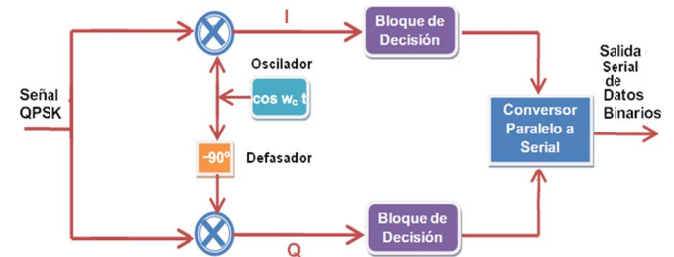


Fig. 7. Diagrama de bloques de un demodulador QPSK [4].

La señal QPSK recibida $s(t)$ tiene la forma de la ecuación (3) y para la recuperación del canal *I* se multiplica dicha señal por la portadora en fase para obtener la señal $s_I(t)$ (véase la ecuación (4)). Si al resultado de la multiplicación se aplica identidades trigonométricas (véase ecuación (5)) se tiene recuperada la componente del canal *I* más componentes de alta frecuencia. Para recuperar el canal *Q* se realiza algo similar para obtener la señal $s_Q(t)$, en el caso de la componente *Q* la señal recibida se multiplica por la portadora en cuadratura.

$$s_I(t) = s(t) \cos \omega_c t = I(t) \cos^2 \omega_c t + Q(t) \sin \omega_c t \cos \omega_c t \quad (4)$$

$$s_I(t) = I(t) \cos^2 \omega_c t + \frac{1}{2} Q(t) \sin(2\omega_c t) \quad (5)$$

Posteriormente las componentes recuperadas son enviadas a bloques de decisión, en donde se efectúan técnicas, como filtrado, correlación u otras, que permiten recuperar los datos digitales contenidos en los canales *I* y *Q*. La técnica propuesta en este artículo consiste en aplicar un análisis estadístico a las muestras de las señales $s_I(t)$ y $s_Q(t)$ que ingresan al bloque de decisión. Posterior a dicho proceso, los datos obtenidos pasan

por un conversor paralelo a serial para recuperar la secuencia de datos (bits).

III. PROPUESTA DE LA TÉCNICA DE DEMODULACIÓN DE LA SEÑAL QPSK

La técnica que se presenta se basa en un análisis estadístico de las muestras de las señales recibidas en el demodulador y se la describe a continuación.

Al inicio, se calcula la señal $s_I(t)$ de (y 5) que resulta de la multiplicación de la señal recibida $s(t)$ y la componente en cuadratura de la portadora ($\cos \omega_c t$). Se puede comprobar que en la señal $s_I(t)$, la sumatoria de todas las muestras de la componente $\cos^2 \omega_c t$ es mucho mayor que la sumatoria de todas las muestras de la componente $\sin(2 \omega_c t)$, entonces se puede decir que $s_I(t)$ tiende a $I(t)$, lo que implica que al realizar un análisis estadístico de las muestras de la señal de voltaje $s_I(t)$ es posible recuperar el valor de $I(t)$. Mediante el análisis estadístico se determina un valor que refleja la tendencia específica de las muestras de la señal $s_I(t)$ y se procede a comparar dicho valor con un umbral para recuperar el valor de $I(t)$ y consecuentemente reconocer el bit de datos que corresponde a la modulación de la componente en fase.

Debido a que se tiene un conjunto finito de datos (muestras) de $s_I(t)$, se puede obtener su tendencia central específica con los siguientes parámetros estadísticos [11]:

1. Media aritmética,
2. Media geométrica,
3. Media armónica,
4. Mediana,
5. Moda,
6. Media truncada.

Se conoce que la media geométrica y armónica no pueden hallarse si el conjunto de datos (muestras) tienen valores menores o iguales a cero, por otro lado la aplicación de la moda no produce resultados adecuados al compararse con un umbral. En cambio se obtiene que la media aritmética, la media truncada y la mediana permiten determinar alguna tendencia de los valores analizados.

La **mediana** representa el valor de tendencia central de un conjunto de datos que han sido ordenados de menor a mayor, es decir, divide en dos partes iguales al conjunto de datos. Se tiene que la mediana es más resistente ante variaciones esporádicas externas que la media aritmética y la media truncada [11]. Es por esto que la técnica de la mediana se escoge por su robustez ante datos atípicos o errados para el diseño del bloque de decisión en el demodulador. Es pertinente mencionar que la media es muy susceptible ante dichas alteraciones.

Para el cálculo de la mediana se toman en cuenta dos condiciones:

- 1) En un conjunto con una cantidad par de n muestras ordenadas crecientemente, el resultado es la muestra que ocupa la posición $(n+1)/2$.
- 2) En un conjunto con una cantidad impar de n muestras ordenadas crecientemente, la mediana es el promedio de las

muestras que ocupan las posiciones $(n/2)$ y $(n/2+1)$ (muestras que están en el centro).

IV. RESULTADOS

Para las pruebas iniciales de la técnica de demodulación propuesta se presentan los resultados de la modulación para posteriormente demodular dicha señal.

La señal modulada QPSK tiene una frecuencia de portadora de hasta 781.25 kHz, con velocidad de transmisión de hasta 195.31 Kbps considerando una frecuencia de reloj de 50 MHz. Cada muestra tiene 8 bits y se ha establecido que la cantidad de muestras sea de por lo menos 16 por cada ciclo de la portadora.

A. Comparación de las técnicas aplicadas en el modulador

La Fig. 8 muestra el esquema de conexión usado para probar los moduladores.

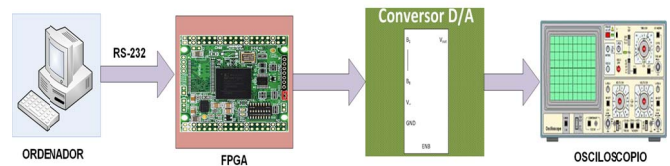


Fig. 8. Esquema de conexión para la prueba del modulador QPSK.

Desde el computador es posible enviar a la FPGA la secuencia a modularse a una velocidad de transmisión y frecuencia de portadora configurables. El DAC0800 conversor digital a analógico (D/A) muestra la señal QPSK modulada, y permite variar su amplitud. Con un osciloscopio se puede visualizar la señal modulada con los cambios de fase que se muestra en la Fig. 9:

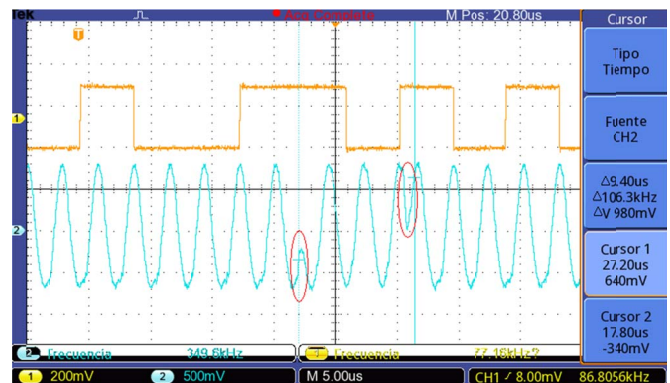


Fig. 9. Señal obtenida con las técnicas de modulación QPSK.

Mediante el uso de las herramientas que posee el entorno de desarrollo del fabricante XILINX [12], se obtiene el reporte de la Tabla II de los moduladores comprobados. En la Tabla mencionada se presentan los elementos usados en las dos técnicas de diseño del modulador. El modulador desarrollado con la técnica de las memorias ocupa aproximadamente el 43% de elementos básicos (tablas de consulta, compuertas lógicas, entre otros) en comparación al modulador diseñado con la técnica DDS, pero se requiere más memoria.

En la Tabla III se muestra la potencia consumida en los dos

diseños. La potencia estática corresponde a la potencia absorbida por la tarjeta con el programa cargado, pero sin que haya estímulos externos. Y la potencia dinámica hace referencia a la sumatoria de la potencia consumida por los elementos constitutivos de los diseños y adicionalmente con la presencia de estímulos.

TABLA II
ELEMENTOS USADOS EN LOS DISEÑOS DEL MODULADOR QPSK

Reporte HDL	Parámetro	Modulador DDS	Modulador Memorias
	ROM's	16x8-bits: 2	4x112-bits: 2
Avanzado	Sumadores	5 bits: 2 8 bits: 1	5 bits: 1
	Contadores	-	5 bits: 1
	Multiplexores	-	8 bits 16-a-1: 1
	Puertos	Entrada: 6 Salida: 8	Entrada: 5 Salida: 8
Final	Elementos Básicos	48	21
	Flip-Flops/Latches	20	17
	Buffers	Reloj: 2 Entrada: 4 Salida: 8	Reloj: 2 Entrada: 3 Salida: 8

TABLA III
POTENCIA CONSUMIDA EN LOS DISEÑOS DEL MODULADOR QPSK

Parámetro	Modulador DDS	Modulador Memorias
Relojes	0.00230 W	0.00270 W
Lógica	0.00024 W	0.00006 W
Señales	0.00040 W	0.00050 W
Puertos de Salida	0.01637 W	0.01561 W
Potencia Dinámica	0.01927 W	0.01897 W
Potencia Estática	0.97736 W	0.97735 W
Potencia Total	0.99667 W	0.99625 W
Temperatura	34.8 °C	34.8 °C

Se tiene que el modulador diseñado con la técnica DDS consume cuatro veces más potencia de los elementos lógicos, sin embargo en el manejo de relojes y señales su consumo disminuye en 500 μ W. Con el manejo de los puertos de salida, el modulador diseñado con la metodología de memorias consume 760 μ W menos. Obteniéndose que el modulador diseñado con la metodología de las memorias consume alrededor de 420 μ W menos que el modulador DDS.

De esta parte se puede concluir que el modulador diseñado con la metodología de las memorias ocupa menos recursos y menos potencia.

B. Demodulador diseñado con la técnica de tendencia central

La Fig. 10 muestra el esquema RTL del demodulador QPSK, en el bloque **Multiplicador** se generan las señales portadoras en fase y en cuadratura, las cuales se multiplican con la señal QPSK recibida. El bloque **bits_channels_I_Q** aloja el algoritmo de la mediana y el bloque **par2ser** convierte los datos demodulados que se encuentran en forma paralela a forma serial.

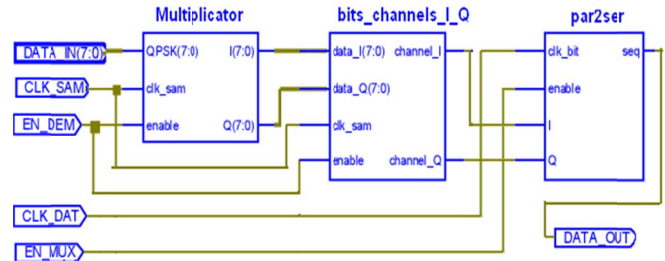


Fig. 10. Esquema RTL del demodulador QPSK.

A continuación, en la Fig. 11, se muestra el resultado de la multiplicación entre la portadora en fase y la señal QPSK recibida, es decir se puede visualizar la señal $s_I(t)$ (señal azul). El conjunto de muestras de la última señal se analiza mediante la técnica estadística de la mediana. Algo similar se ejecuta para determinar la componente $s_Q(t)$.

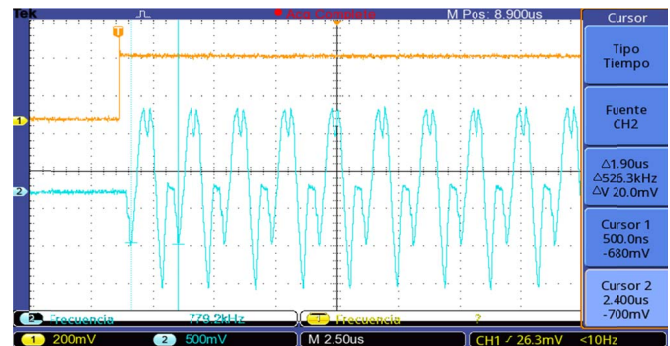


Fig. 11. Señal $s_I(t)$ del proceso propuesto de demodulación.

En el bloque **bits_channels_I_Q** que corresponde al bloque de decisión, se realiza el cálculo de la mediana. En la Tabla IV se muestran los valores obtenidos al aplicar el cálculo de la mediana de las muestras de las señales de voltaje $s_I(t)$ y $s_Q(t)$ cuando se recibe cada uno de los cuatro símbolos de una señal QPSK.

TABLA IV
VALORES OBTENIDOS AL APLICAR LA TÉCNICA DE LA MEDIANA

Median de $s_I(t)$ [V]	Median de $s_Q(t)$ [V]	B (I)	B (Q)
0.303	0.405	1	1
0.302	-0.404	1	0
-0.302	0.404	0	1
-0.303	-0.405	0	0

En donde *Median de $s_I(t)$* y *Median de $s_Q(t)$* son los valores de las medianas de las muestras de las componentes $s_I(t)$ y $s_Q(t)$, respectivamente, mientras que B (I) y B (Q) representan los bits recuperados de los canales I y Q. El umbral utilizado para realizar la decisión de los bits recuperados es el cero, y se comprueba que si el resultado de la mediana es mayor a 0, el bit recuperado es 1, de lo contrario el bit es 0.

Se comprobó que al utilizar la técnica de tendencia central propuesta es posible demodular una señal QPSK.

C. C. Evaluación del demodulador implementado en la FPGA

Para comprobar la implementación del demodulador, primero se diseñó una interfaz gráfica en el lenguaje Python [13], esta interfaz permite la comunicación entre un ordenador y la tarjeta FPGA. Con la interfaz desarrollada es posible configurar la frecuencia de portadora y la velocidad de transmisión, además permite el ingreso de la secuencia a modularse.

En el proyecto para validar el funcionamiento del modulador y demodulador en su conjunto, se realizó el envío de un archivo de texto entre dos ordenadores mediante una interfaz gráfica. Se observó que la técnica de tendencia central para la demodulación de una señal QPSK funciona de acuerdo a lo esperado, los diseños propuestos y los resultados obtenidos se pueden revisar en [14].

En la Tabla V se presenta el resumen de los recursos utilizados de la tarjeta FPGA para la implementación del demodulador QPSK. Para completar el reporte, en la Tabla VI se muestran los valores de la potencia consumida en la tarjeta FPGA con el demodulador.

TABLA V
ELEMENTOS USADOS EN EL DEMODULADOR QPSK

Reporte HDL	Parámetro	Valor	
Avanzado	ROM's	16x16-bits: 2	
	Multiplicadores	16x8-bits: 2	
	Sumadores	5 bits:	4
		8 bits:	2
		9 bits:	6
		16 bits:	2
	Contadores	5-bit:	4
	Comparadores	8-bit:	38
	Final	Puertos	Entrada: 10 Salida: 1
		Elementos Básicos	653
Flip-Flops/Latches		276	
Buffers		Reloj:	2
		Entrada: 10 Salida: 1	

TABLA VI
POTENCIA CONSUMIDA EN EL DEMODULADOR QPSK

Parámetro	Potencia
Relojes	0.01088 W
Lógica	0.00055 W
Señales	0.00250 W
Puertos de Salida	0.00020 W
Potencia Dinámica	0.01413 W
Potencia Estática	0.97684 W
Potencia Total	0.99097W
Temperatura	34.6 °C

V. CONCLUSIONES

La metodología de diseño de un modulador que emplea memorias consume una cantidad reducida de recursos de la plataforma de implementación, que se refleja con una reducción de 420 μ W de consumo de potencia con respecto al modulador con la técnica DDS. Con dicha metodología sería

posible implementar otros esquemas de modulación sin alterar demasiado el software y el hardware. La técnica de demodulación basada en la mediana constituye una nueva forma de enfoque al tratamiento de las señales en el demodulador, ya que la mediana constituye un parámetro estadístico que puede ser utilizado en el bloque de decisión del demodulador para recuperar los bits de datos. El diseño e implementación del demodulador basado en esta técnica será útil en la implementación de los receptores, ya que reduce la complejidad del proceso de demodulación y conduce a disminuir los recursos utilizados del hardware de implementación. Para la implementación del demodulador QPSK con la técnica de la mediana desarrollado en este estudio se requiere la ejecución de una cantidad reducida de operaciones básicas: 2 multiplicadores, 14 sumadores, 4 contadores y 38 comparadores, y el consumo de potencia llega al orden de los 991 mW. El incremento en la velocidad de transmisión y la frecuencia de la portadora implica que se requiere una mayor tasa de muestreo de la señal modulada, y por tanto, una mayor velocidad de procesamiento en la tarjeta. En futuros proyectos se propone probar las técnicas de modulación basada en memorias y demodulación basada en la mediana en ambientes con ruido. Además se realizarán estudios de la aplicación de técnicas estadísticas, como la de tendencia central, para esquemas de demodulación de orden superior.

REFERENCIAS

- [1] D. Alex Bão Zambra, J. Renes Pinheiro, "Comparison of Phase-Shift and Step Wave Modulation Technique applied to Symmetrical Cascaded Multilevel Inverter," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 11, no. 5, pp. 1156-1162, Sep. 2013.
- [2] K. Feher, "FQPSK: A modulation-power efficient RF amplification proposal for increased spectral efficiency and capacity GMSK and 7r14-QPSK compatible PHY standard," Doc. IEEE 802.11-93/97, July 1993.
- [3] T. Pochiraju y V. Fusco, "Ultra-low power high bandwidth QPSK modulator," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Atlanta, GA, USA, Jun. 2008, pp. 9-12.
- [4] M R Raghavendra, "Design and development of high bit rate QPSK demodulator," in *IEEE International Conference on Electronics, Computing and Communication Technologies*, Bangalore, India, Jan. 2013, pp. 1-5.
- [5] T. Lee, H. R. B. Kennedy, R. A. Bodnar and W. Redman-White, "An MF Energy Harvesting Receiver with Slow QPSK Control Data Demodulator for Wide Area Low Duty Cycle Applications," in *IEEE 44th European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC)*, Dresden, Germany, Sep. 2018, pp. 86-89.
- [6] H. Takahashi, T. Kosugi, A. Hirata, K. Murata and N. Kukutsu, "10-Gbit/s QPSK modulator and demodulator for a 120-GHz-band wireless link," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Anaheim, CA, USA, May 2010, pp. 632-635.
- [7] D. Wagner, S. C. Kwatra and M. M. Jamali, "A single chip high data rate QPSK demodulator," in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Chicago, IL, USA, May 1993, pp. 2031-2034.
- [8] A. Rai and V. N. Kumar, "Wideband acquisition technique for QPSK demodulator," in *IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT)*, Bangalore, India, May 2016, pp. 490-493.
- [9] W. Couch, *Modern and Analog Communication Systems*, Pearson, octava edición, 2012.
- [10] K.Anitha, Umesharaddy y B.K.Sujatha, "FPGA Implementation of High Throughput Digital QPSK Modulator using Verilog HDL," *International Journal of Advanced Computer Research*, vol. 4, 217-222, Mar. 2014.

- [11] J. Gorgas, N. Cardiel, J. Zamorano, Estadística Básica para Estudiantes de Ciencias, Universidad Complutense de Madrid, España, Edición de Febrero 2011.
- [12] XILINX, ISE In-Depth Tutorial, Mar, 2011.
- G. van Rossum, El tutorial de Python, Sep. 2009.
- [13] N. Solano, Implementación de un modulador y un demodulador QPSK en banda base, Escuela Politécnica Nacional, Ecuador, Febrero 2016.
URL: <http://bibdigital.epn.edu.ec/bitstream/15000/15229/1/CD-7004.pdf>.

Real-time QFT Control for Temperature in Greenhouses

Control QFT en tiempo real para la temperatura en invernaderos

Rafael A. Núñez R., Carlos L. Corzo R.

Abstract—Sudden changes in a greenhouse environment negatively impact the development and production of crops, especially in greenhouses with natural ventilation when temperatures are low at night and change rapidly due to wet winds. To mitigate these variations, a design of a robust controller based on Quantitative Feedback Theory (QFT) as from a Smith predictor structure for the dead-time system is proposed. This structure offers high stability based on the gain margin, the phase margin, and the rejection of disturbances in the system output. This design was contrasted with a PID controller based on performance indices, according to the transient response and error in the presence of changes in the point of operation and charge disturbances. Final results showed that the dynamic response of the QFT controller improved compared to PID controller results.

Index Terms— QFT controller, robust control, temperature control, Smith predictor

Resumen—Los cambios repentinos en el ambiente del invernadero tienen un impacto negativo en el desarrollo y la producción de cultivos, especialmente en invernaderos con ventilación natural cuando las temperaturas son bajas en la noche y cambian rápidamente debido a los vientos húmedos. Para mitigar estas variaciones, se propone el diseño de un controlador robusto basado en la Teoría de Realimentación Cuantitativa, (por su sigla en inglés QFT), a partir de una estructura tipo predictor de Smith para sistemas con tiempo muerto. Este esquema ofrece una alta estabilidad basada en el margen de ganancia, el margen de fase y el rechazo de las perturbaciones en la salida del sistema. El diseño se contrastó con un controlador PID basado en índices de desempeño, de acuerdo con la respuesta transitoria y el error ante la presencia de cambios en el punto de operación y las perturbaciones de carga. Los resultados finales mostraron que la respuesta dinámica del controlador QFT mejoró en comparación con los resultados del controlador PID.

Palabras Claves—Controlador QFT, control robusto, control de temperatura, predictor Smith

I. INTRODUCTION

FOOD production in greenhouses with controlled environmental variables (temperature, humidity & CO₂ content) is an alternative to achieve crops with high

production rates, high quality, and low energy cost. In order to improve the efficiency of greenhouse crops, different strategies have been developed for temperature control since this variable strongly impacts the development of the plants [1]. One of these strategies is based on the development of algorithms that allow mitigating the effects of dead time when it is dominant on the process dynamics [2], according to the Smith predictor structures type for predictive control [3], modified Smith Predictor [4] and multivariable controllers for greenhouses [5]. With the use of these structures, the gain margin, the phase margin and the bandwidth restrictions imposed by dead time systems have been improved [6].

Thus, this development was oriented to the design of a robust controller based on the Quantitative Feedback Theory (QFT) and a structure as from a Smith predictor structure for dead-time system applied to temperature control of the greenhouse to scale with a heating system since this structure offers a high stability based on the gain margin, the phase margin, and the rejection of disturbances in the system output. Thereby, it was started from modeling of the temperature behavior inside a greenhouse was used to design a robust QFT controller (Section II), in which the system stability and controller's behavior against external disturbances in contrast with a PID controller were validated. Likewise, it was inferred the proposed control strategy performance that showed the robust stability and rejection of disturbances with minimum effort of the control signal (Section III). Finally, conclusions were drawn regarding the study carried out (Section IV).

II. METHODOLOGY

A. Mathematical model identification

A mathematical model that related the temperature gradient of the greenhouse with the duty cycle applied to the AC-AC converter for a heating system was defined by (1). Besides, the parametric variation of the plant temperature and the system uncertainty space were quantified for the design of the QFT controller temperature.

Therefore, Fig.1 shows a random binary excitation signal (RBS), the greenhouse real system and the identified system response. Likewise, RBS signal related the input and output of the system and was configured with amplitude between [0.25 – 0.75] of the duty cycle of PWM signal, applied to the AC-AC ON-OFF converter [7], with a bandwidth

Rafael A. Núñez R. and Carlos L. Corzo R are with the Unidades Tecnológicas de Santander, 680005318, Bucaramanga, Colombia (e-mail: {rrodriguez, ccorzo}@correo.uts.edu.co).

$BW = 0.00468$ Hz, which was selected from the response of the temperature to a step input signal of 50% of the PWM duty cycle applied to the AC-AC converter. The sampling frequency was $F_s = 1$ and the number of samples was 15000.

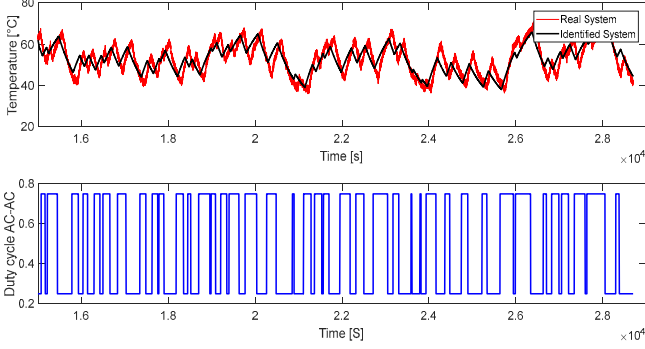


Fig. 1. RBS signal for real system and identified system.

Considering RBS signal shown by Fig. 1 first-order transfer functions with dead time was identified, where dead time is $L = 120.5$ s, the system time constant is $T = 213.9$ s, and the static system gain is $K = 75.4$. This model is represented by (1), which related the temperature inside the greenhouse, with the duty cycle of the PWM signal applied to the AC-AC ON-OFF converter.

$$Gp(s) = \frac{K \cdot e^{-sL}}{T \cdot s + 1} \quad (1)$$

B. QFT controller design

The uncertainty space is one of the most relevant aspects and pillars for QFT controllers design [8]. Hence, for the developed controller, an uncertainty interval was established for the static gain K , time constant T , and dead time L , listed in Table I, based on identification tests. Those tests are similar to Mathematical model identification made in before section, at different points of operation of the heating system at the greenhouse. Therefore, a family of plants was evaluated against a set of frequencies of interest between 0.0001 rad/s and 0.1 rad/s, taken into consideration the bandwidth of the system. Thus, a phase [°] - magnitude [dB] representation of the plants set on the Nichols chart was obtained for each frequency.

TABLE I
PARAMETRIC UNCERTAINTY

Parameter	Lower limit	Upper limit
Static Gain K	60.32	90.48
Time Constant T (s)	171.12	256.68
Dead Time L (s)	96.4	144.6

The performance of a controller with a conventional Smith predictor is affected by its sensitivity to the process parametric variation [9], and external disturbances [2]. However, dead time compensation techniques based on a modified Smith predictor scheme has been used successfully in the tuning of PID controllers with two degrees of freedom [10], auto-tuning models of PID controllers [11] and in PID controllers with

systems that present variable dead time [12].

Hence, robust design of a Smith predictor based on the consideration of the bandwidth and a quantitative approach of the compensator was proposed [13], taking on a structure grounded in the concept of the modified Smith predictor [14], for a system P_r with dead time L . The structure uses an estimated plant without delay \hat{P}_r in an internal loop with an estimated pure delay \hat{L} , which allows mitigating the effects of dead time to facilitate the design of the controller G using a quantitative approach. In Fig. 2, a structure based on the Smith predictor concept for dead time is proposed.

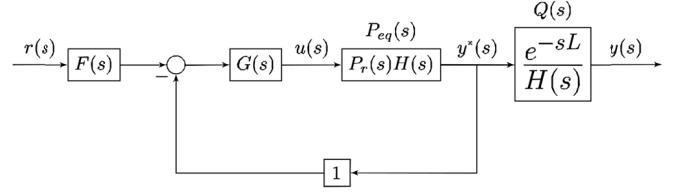


Fig. 2. Modified Smith predictor equivalent diagram.

Thus, transfer function $H(s)$ is given by (2), the equivalent plant $P_{eq}(s)$ is given by (3) and the system input-output rate $y(s)/r(s)$ is given according to (4).

$$H(s) = \left(1 - e^{-s\hat{L}}\right) \cdot \frac{\hat{P}_r(s)}{P_r(s)} + e^{-sL} \quad (2)$$

$$P_{eq}(s) = P_r(s) \cdot H(s) = \left(1 - e^{-s\hat{L}}\right) \cdot \hat{P}_r(s) + P_r(s) \cdot e^{-sL} \quad (3)$$

$$\frac{y(s)}{r(s)} = \frac{P_{eq}(s) \cdot G(s)}{1 + P_{eq}(s) \cdot G(s)} \cdot Q(s) \quad (4)$$

Moreover, a QFT controller considering Smith predictor was designed for an uncertainty process. The choice of $\hat{P}_r \cdot e^{-s\hat{L}}$ is a critical factor due to $Q(s)$ degrades the system for each value that $H(s)$ takes in the uncertainty space. So this, one first algorithm was proposed for a plant set selection $\hat{P}_r \cdot e^{-s\hat{L}}$ such that $|Q(s)| \leq m_d$ in the frequency range of interest of the controller $0 \leq \omega \leq \omega_{BW}$, where m_d is set to 3dB [14], additionally from the second algorithm, a single plant $\hat{P}_r \cdot e^{-s\hat{L}}$ of the set was selected that satisfied the first algorithm and allowed to minimize the cost function given by (5), where n_ω equals the number of frequencies of interest. $A \cdot (T_{eq}(j\omega))$ represents the model template area $\hat{P}_r \cdot e^{-s\hat{L}}$ and $A \cdot (T(j\omega))$ represents nominal plant template P_r .

$$I_{\cos t} = \frac{1}{n_\omega} \cdot \sum_{\omega \in \Omega} \frac{A(T_{eq}(j\omega))}{A(T(j\omega))} \quad (5)$$

Therefore, the transfer function given by (6), was calculated with the algorithms proposed [14] for the frequency range in the matter.

$$\hat{P}_r(s) = \frac{80.3}{195.3 \cdot s + 1} \quad (6)$$

Since greenhouse is subject to external disturbances and presents variation in the parameters due to different environmental conditions, two performance specifications were defined based on the recommended minimum robust stability of 5dB for gain margin and 45° for phase margin given by (7) [15], and in the rejection of load disturbances in the temperature inside the greenhouse given by (8).

$$\left| \frac{y}{r} \right| = \left| \frac{L(j\omega)}{1+L(j\omega)} \right| < \delta_u(\omega) \quad (7)$$

$$\left| \frac{y}{d} \right| = \left| \frac{1}{1+L(j\omega)} \right| < \delta_s(\omega) \quad (8)$$

Hence, parameters $\delta_u(\omega)$ and $\delta_s(\omega)$ were quantified, either as constants or from transfer functions that represent the desired dynamics of the plant under closed loop [16], [17]. The criterion used for robust stability was defined with $\delta_u(\omega) = 1.3$ [15]. In this way, the rejection of disturbances of the greenhouse was defined from the parameter $\delta_s(\omega)$ given by (9) [18]. Therefore, this was determined as a transfer function that represents the desired dynamics of the plant before a disturbance. Consequently, a settling time of 1500 s was chosen for the output before a step type disturbance, as a condition of the sensitivity function of the system. To define the transfer function $\delta_s(\omega)$, the pole assignment method was applied [16].

$$\delta_s(\omega) = \frac{s^2 + 0.002554 \cdot s}{s^2 + 0.005108 \cdot s + 6.533 \times 10^{-6}} \quad (9)$$

Firstly, an $L(j\omega)$ value must be obtained which fits the inequalities established in the performance specifications, where $L(j\omega) = G(j\omega) \cdot P(j\omega)$, based on the controller performance specifications given by (7) and (8), in addition, to the transfer functions that represent the parameters $\delta_u(\omega)$ and $\delta_s(\omega)$. Thus, the control problem focused on determining a unique $G(j\omega)$ controller that meets all the performance specifications established from the plant with uncertainty $P(j\omega)$ in the frequency range of interest [19].

In order to solve the control problem, a quadratic inequality was proposed for each performance specification [20], as shown by (10) and (11).

$$p^2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\delta_u^2} \right) \cdot g^2 + 2 \cdot p \cdot \cos(\phi + \theta) \cdot g \geq 0 \quad (10)$$

$$p^2 \cdot g^2 + 2 \cdot p \cdot \cos(\phi + \theta) \cdot g + \left(1 - \frac{1}{\delta_s^2} \right) \geq 0 \quad (11)$$

Loop-shaping technique introduces a $G(s)$ controller that modifies the loop function L_o until it complies with the constraints imposed by the contours of the performance specifications, this way the unique controller $g \cdot e^{j\theta}$ that

complies is what manages to take the function of the loop L_o on the contours of each specification [19]. Fig. 3 shows the response in the frequency of interest. This was achieved by adding poles and zeros to the L_o loop function until the desired response was reached [15]. The transfer function of the QFT controller is given by (12).

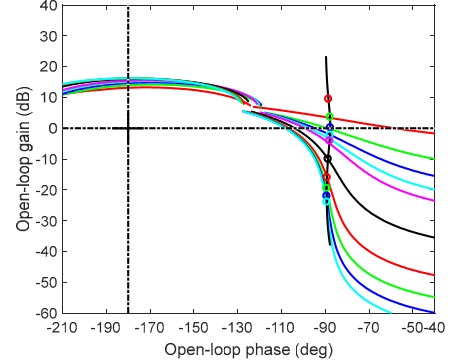


Fig. 3. QFT Controller response for L_o .

$$G(s) = \frac{0.0014 \cdot s^3 + 0.0014 \cdot s^2 + 0.018 \cdot s + 9.8 \times 10^{-5}}{s \cdot (1.9 \times 10^{-9} \cdot s^2 + 1.6 \times 10^{-6} \cdot s + 1)} \quad (12)$$

The PID controller was designed from the transfer function $P_r(s)$ and performance affixed indices for the QFT controller design associated with its transient response. Since Control System Toolbox in Matlab®, PID controller parameters were tuned, this is given by (13). An integrator, a complex zero at $0.00196 \pm 0.00775j$ and a pole on $P = -0.1$ was added. Besides, the gain was set at $K = 5.5 \times 10^{-5}$. Proportional gain $K_p = 0.0028$, integral gain $K_i = 5.184$, derivative gain $K_d = 0.835$, and derivative filter constant $Nd = 0.183$ [21] was normalized on equation (14). This was based on parameters given by (13).

$$G_{PID}(s) = \frac{0.086386 \cdot (s^2 + 0.0039 \cdot s + 6 \times 10^{-5})}{s^2 + 0.1 \cdot s} \quad (13)$$

$$G_{PID}(s) = K_p + K_i \cdot \frac{1}{s} + K_d \cdot \left(\frac{Nd}{1 + Nd \cdot \frac{1}{s}} \right) \quad (14)$$

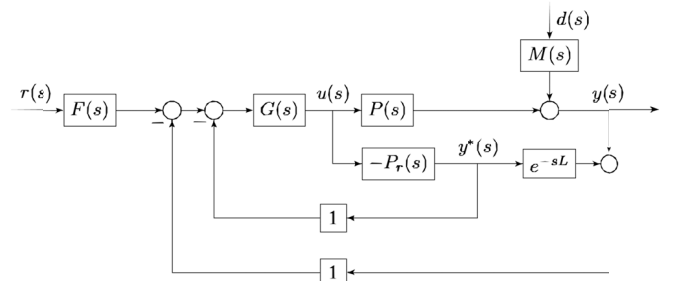


Fig. 4. Controller block diagram with Smith predictor structure.

Fig. 4 shows the block diagram that allows implementing the QFT controller and PID controller. In this way, to

implement the QFT controller, transfer function given by (12) was introduced on $G(s)$ block, and to implement the PID controller, transfer function given by (13) was introduced on $G(s)$ block.

III. RESULTS AND DISCUSSION

To begin with, an experimental system for real-time data acquisition of the greenhouse was implemented, in which the control action was coded into a signal by pulse width modulation (PWM) to determine on and off times on the solid-state relay AC-AC converter. Likewise, in Matlab®, Simulink Desktop Real-Time, real-time control algorithm was implemented to interact physically with the process. Hence, Tests were carried out to validate the stability of the system and the performance of the controller against external disturbances in reference to the greenhouse temperature.

Taking a look at Fig. 5, the system response is displayed for 40°C, which it is observed that the system dynamic response presented an overshoot of less than 1%. Also, settling time was approximately 1000 s, and the control signal remained close to 15% of duty cycle.

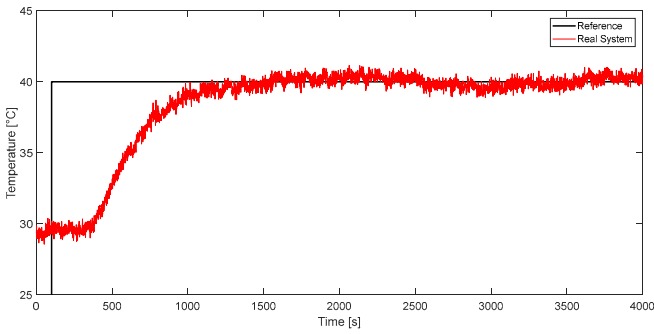


Fig. 5. QFT controller response at 40°C.

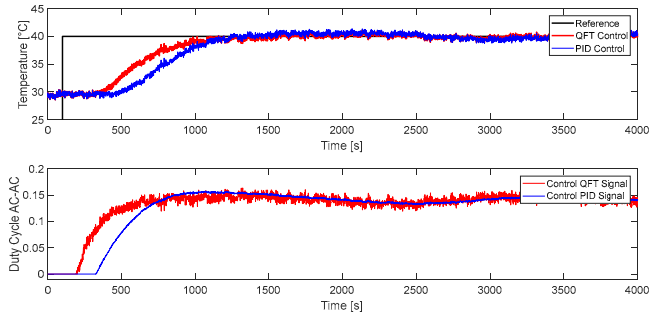


Fig. 6. QFT and PID controllers response at 40°C.

Likewise, Fig. 6 represents a conventional PID and QFT controller with a modified Smith predictor response at 40°C. Therefore, it is observed that the QFT controller presented an overshoot of less than 2%, besides that, a lower effort in the control signal and a fast response was noticed in comparison with PID controller that presented an overshoot close to 3%, a greater effort in the control signal and a slower response. The settling time of the QFT controller was close to 1000 s in contrast to the PID controller that approached 1200 s. In addition, QFT controller presented high sensitivity to noise in

the sensor, while the PID controller was more robust by the derivative filter. In the same way, both controllers showed an error in a steady state close to zero. Table II lists the performance indices for tests at 40°C and at 50°C.

QFT controller response to an external variation of the temperature inside the greenhouse was validated, which it was subjected to a disturbance at 4000 s. Temperature disturbance is based on a turbine activation that is connected to the greenhouse, which forced the external wind circulation, causing that the temperature inside the greenhouse sudden decrease. Fig. 7 shows the QFT and PID controller's behavior.

TABLE II
PERFORMANCE INDICES BASED QFT AND PID CONTROLLER'S STABILITY

Temperature	40°C		50°C	
Controller	QFT	PID	QFT	PID
t_s (s)	1000	1200	1050	1300
M_p (%)	2	3	0	3
E_p (°C)	0	0	0	0.5

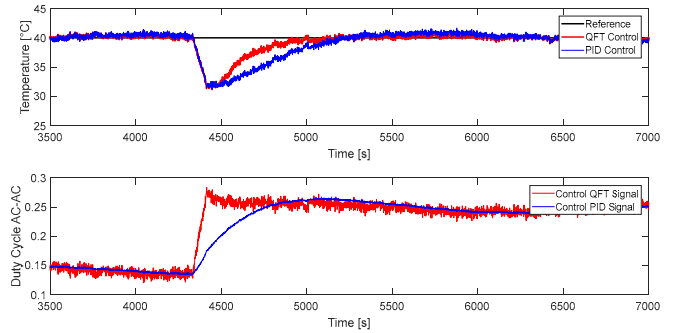


Fig. 7. System response in presence of QFT and PID controller disturbances.

TABLE III
QFT AND PID CONTROLLERS' INDICES PERFORMANCE IN PRESENCE OF EXTERNAL DISTURBANCES

Temperature	40°C	
Controller	QFT	PID
t_s (s)	1000	1200
E_p (°C)	850	960
ΔD	0	0

Finally, it is appreciated that the QFT controller lasted 850 s to compensate for the disturbance, whereas the PID controller lasted 690 s. In addition, QFT controller presented an abrupt control action without straining the actuator, whereas the PID controller presented a smoother response. Both controllers showed an error in a steady state close to zero after compensating the disturbance. QFT controller control signal showed an increase of 10% to compensate for the temperature change, whereas the PID controller showed an increase of 13%. Table III shows indices performance for tests at 40°C of temperature.

IV. CONCLUSIONS

The proposed controller applied to the range of uncertainty

for the temperature system parameters quickly mitigated the effects of the dead time, which favored the system tuning and therefore its stability. Likewise, external disturbances effects and changes in the point of operation with minimum effort of the control signal were mitigated. It also kept within controller performance specifications such as settling time and the overshoot. Final results showed that the dynamic response of the QFT controller improved 12%, with a decrease of 1% in the overshoot and 3% in the effort of the control signal, compared to PID controller results. Lastly, implemented an experimental system for the acquisition of real-time data from the greenhouse allowed demonstrate high sensitivity to noise in QFT controller sensing, in contrast to the low sensitivity of the sensing in PID controller. This condition raised the need for a more exhaustive study to improve the sensitivity in QFT controllers.

REFERENCES

- [1] K. Yingchun and S. Yue, "A Greenhouse Temperature and Humidity Controller Based on MIMO Fuzzy System," in *2010 International Conference on Intelligent System Design and Engineering Application*, 2010, vol. 1, pp. 35–39.
- [2] A. Visioli and Q. Zhong, *Control of Integral Processes with Dead Time*. London: Springer-Verlag, 2011.
- [3] Z. D. Tian, "Algorithm and Implementation of Smith Predictive Control," *Appl. Mech. Mater.*, vol. 687–691, pp. 60–63, Nov. 2014.
- [4] E. H. Gurban and G.-D. Andreescu, "Comparison of modified Smith predictor and PID controller tuned by genetic algorithms for greenhouse climate control," 2014, pp. 79–83.
- [5] S. A. C. Giraldo, R. C. C. Flesch, and J. E. Normey-Rico, "Multivariable Greenhouse Control Using the Filtered Smith Predictor," *J. Control Autom. Electr. Syst.*, vol. 27, no. 4, pp. 349–358, Aug. 2016.
- [6] C. Esparza, R. Núñez, and F. González, "Model Reference Adaptive Position Controller with Smith Predictor for a Shaking-Table in Two Axes," in *Advances in Computational Intelligence*, 2012, pp. 271–282.
- [7] J. M. B. García, A. A. García, and E. F. Amorós, *Electrónica de potencia: teoría y aplicaciones*. Universidad Politécnica de Valencia. Servicio de Publicaciones, 1999.
- [8] M. Garcia-Sanz and C. H. Houpis, *Wind Energy Systems: Control Engineering Design*. CRC Press, 2012.
- [9] A. H. Ahmadi and S. K. Y. Nikravesh, "Robust Smith Predictor (RSP)," in *2016 24th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, 2016, pp. 1510–1515.
- [10] V. M. Alfaro and R. Vilanova, *Model-Reference Robust Tuning of PID Controllers*. Cham: Springer International Publishing, 2016.
- [11] F. N. Deniz and N. Tan, "A Model Identification Method for Tuning of PID Controller in a Smith Predictor Structure," *IFAC-Pap.*, vol. 49, no. 10, pp. 13–18, Jan. 2016.
- [12] F. S. S. de Oliveira, F. O. Souza, and R. M. Palhares, "PID Tuning for Time-Varying Delay Systems Based on Modified Smith Predictor 11This work has been supported by the Brazilian agencies CAPES, CNPq, and FAPEMIG.," *IFAC-Pap.*, vol. 50, no. 1, pp. 1269–1274, Jul. 2017.
- [13] M. Garcia-Sanz and J. G. Guillen, "Smith predictor for uncertain systems in the QFT framework," in *Progress in system and robot analysis and control design*, Springer, London, 1999, pp. 239–250.
- [14] M. Garcia-Sanz, *Robust Control Engineering: Practical QFT Solutions*. CRC Press, 2017.
- [15] M. G. Martínez, "Síntesis de controladores robustos mediante el análisis de la compatibilidad de especificaciones e incertidumbre," <http://purl.org/dc/dcmitype/Text>, Universidad Pública de Navarra, 2001.
- [16] C. H. Houpis, S. N. Sheldon, and J. J. D'Azzo, *Linear Control System Analysis and Design: Fifth Edition, Revised and Expanded*. CRC Press, 2003.
- [17] N. Cohen, Y. Chait, O. Yaniv, and C. Borghesani, "Stability analysis using Nichols charts," *Int. J. Robust Nonlinear Control*, vol. 4, no. 1, pp. 3–20, 1994.
- [18] J. Elso, M. Gil-Martinez, and M. Garcia-Sanz, "Quantitative feedback control for multivariable model matching and disturbance rejection," *Int. J. Robust Nonlinear Control*, vol. 27, no. 1, pp. 121–134, Jan. 2017.
- [19] M. Gil-Martinez and M. Garcia-Sanz, "Simultaneous meeting of robust control specifications in QFT," *Int. J. Robust Nonlinear Control*, vol. 13, no. 7, pp. 643–656, 2003.
- [20] Y. Chait and O. Yaniv, "Multi-input/single-output computer-aided control design using the quantitative feedback theory," *Int. J. Robust Nonlinear Control*, vol. 3, no. 1, pp. 47–54, Jan. 1993.
- [21] A. Visioli, *Practical PID Control*. London: Springer-Verlag, 2006.

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

Universidad de las Fuerzas Armadas – ESPE

El Departamento de Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones (antigua Facultad de Ingeniería Electrónica) fue creado el 25 de abril de 1977 e inicia sus labores en octubre del mismo año en la modalidad presencial, con sus planes y programas de estudio encaminados a la formación del Ingeniero Electrónico. A partir de octubre de 1990, ofrece dos carreras con perfiles profesionales definidos: Ingeniería Electrónica en Telecomunicaciones e Ingeniería Electrónica en Computación.

En la propuesta actual del Departamento se integran en un sólo perfil estas aspiraciones, ofreciendo las carreras de Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones, e Ingeniería en Electrónica, Automatización y Control.

Además oferta los siguientes programas de posgrado: Maestría de Investigación en Electrónica, Maestría en Redes de Información y Conectividad, y Maestría en Gerencia de Redes y Telecomunicaciones.

Mayor información en:

<http://deee.espe.edu.ec/>

<https://ugp.espe.edu.ec/maestria-en-electronica-2/>



ESPE

UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

Maestría de Investigación en Electrónica

Menciones: **Automática y
Telecomunicaciones**

Resolución: RPC-S0-12-No.184-2019

Inscripciones abiertas

Duración: 2 años

Modalidad de estudios: Presencial

Horarios: martes, miércoles y jueves de 08h00 a 13h00

Costo del programa

Inscripción: \$ 98,50

Colegiatura: \$ 7.240,00

Titulación: \$ 1.260,00

Información general

Unidad de Marketing

Ing. Valeria Ortiz

Teléfonos: (02) 3989 400 Ext. 2550

E-mail: vaortiz2@espe.edu.ec



**Centro de
Posgrados**

Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE

ugp.espe.edu.ec



**Departamento de Eléctrica y Electrónica
Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE
Copyright © 2019**