Congreso Argentino de Sistemas Embebidos

31 de julio al 1 de agosto – Buenos Aires

Libro de trabajos

CONICET

Universidad Nacional de San Martín

ISBN 978-631-90145-3-2

ACSE

RUSE Red Universitaria de Sistemas Embebidos

CASE 2025

Libro de Trabajos

Modalidades Artículo, Foro Tecnológico y Reporte

Congreso Argentino
de
Sistemas Embebidos

31 de julio al 1 de agosto de 2025

CONICET

Universidad Nacional de San Martín

ACSE

RUSE Red Universitaria de Sistemas Embebidos

ISBN 978-631-90145-3-2

Congreso Argentino de Sistemas Embebidos : CASE 2025 : libro de trabajos / Diego Brengi / Zacchigna, Federico G. / De Micco, Luciana / Cebedio, Celeste / Antonelli, Maximiliano.
1a ed. - Ciudad Autónoma de Buenos Aires : ACSE – Asociación Civil para la investigación, Promoción y Desarrollo de Sistemas Eléctricos Embebidos,
2025.
Libro digital, PDF

Archivo Digital: descarga y online
ISBN 978-631-90145-3-2

1. Circuitos Electrónicos. 2. Hardware. 3. Software. I. Brengi, Diego
CDD 006.62

Fecha de catalogación: 06/08/2025

Libro de Trabajos
Modalidades Artículo, Foro Tecnológico y Reporte
Congreso Argentino de Sistemas Embebidos – CASE 2025

Editores:

Brengi, Diego	INTI/UNLaM/FIUBA
Zacchigna, Federico G.	FIUBA
De Micco, Luciana	UNMDP/ICYTE/CONICET
Cebedio, Celeste	UNMDP/ICYTE
Antonelli, Maximiliano	UNMDP/ICYTE/CONICET

Copyright © 2025
Asociación civil para la investigación, promoción y desarrollo de los sistemas electrónicos embebidos.

Se otorga permiso para copiar y redistribuir este libro de trabajos, siempre que se mantengan los mensajes de copyright y la autoría de la obra y sus partes.

Prefacio

El diseño de sistemas embebidos es un motor clave de la industria y del desarrollo científico y tecnológico, y es un campo que en los últimos años ha crecido notablemente en la región, tanto en la academia como en la industria.

El CASE (Congreso Argentino de Sistemas Embebidos) fomenta la presentación formal de trabajos usando el modelo de revisión de pares para garantizar la calidad en la presentación de los mismos. Este congreso se realiza en forma simultánea al SASE (Simposio Argentino de Sistemas Embebidos), un evento anual que reúne a la comunidad académica y a la industria en torno a los sistemas embebidos, buscando fomentar esta temática.

El CASE 2025 se realizó en modalidad presencial el 31 de julio y el 1 de agosto, en el Partido de General San Martín, provincia de Buenos Aires, organizado por la Universidad Nacional de San Martín.

Los objetivos que persigue el congreso son:

- Ofrecer un lugar de encuentro para investigadores y becarios de Latinoamérica, fomentando la colaboración.
- Difundir en el medio académico los adelantos científicos y tecnológicos producidos a nivel mundial.
- Propiciar la presentación y discusión de trabajos de investigación desarrollados en Argentina y en la región.
- Estimular en los estudiantes universitarios avanzados el interés por la investigación en el área de los sistemas embebidos.
- Coordinar y actualizar los contenidos de sistemas embebidos de los programas de grado y posgrado de las universidades latinoamericanas.

Las áreas temáticas del CASE se organizan de la siguiente manera:

- Aplicaciones agro y alimentos
- Arquitectura de procesadores
- Bioingeniería
- DSPs
- FPGAs, HDLs y ASICs
- Hardware Abierto
- Implementación de SE
- Inteligencia Artificial en SE
- Internet de las Cosas
- Linux Embebido
- Protocolos y Comunicaciones
- Robótica

- RTOS
- Software Embebido

Dentro de cada una de estas áreas se permiten las modalidades Artículo, Foro Tecnológico y Reporte, según el tipo de trabajo.

Los trabajos presentados al CASE fueron sometidos a un proceso de revisión por pares doble ciego, corrección y *rebuttal*. De este modo fueron seleccionados 11 trabajos en la modalidad Artículo, 15 en modalidad Foro Tecnológico y 6 en la modalidad Reporte, de un total de 37 trabajos presentados.

Esta publicación se encuentra también disponible en forma *online* en la página web: https://case.ar/

Esperamos que los trabajos recopilados en esta memoria sean de su interés y contamos con su participación en futuras ediciones del evento.

Atentamente,

Comité Permanente CASE

Auspiciantes

- Colven Argentina
- Marvell
- Nytt
- Electrocomponentes S.A.
- Novo Space
- INDIE Semiconductor
- CONICET (Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas)
- UNSAM (Universidad Nacional de San Martín)

Entidades organizadoras

- UNSAM (Universidad Nacional de San Martín)
- CONICET (Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas)
- RUSE (Red Universitaria de Sistemas Embebidos)
- ACSE (Asociación Civil para la Investigación, Promoción y Desarrollo de los Sistemas Electrónicos Embebidos)

Instituciones a las que pertenecen los miembros del comité permanente

- CONICET (Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas)
- FIUBA (Facultad de Ingeniería Universidad de Buenos Aires)
- INTI (Instituto Nacional de Tecnología Industrial)
- UNLaM (Universidad Nacional de La Matanza)
- UNMDP (Universidad Nacional de Mar del Plata)
- ICYTE (Instituto de Investigaciones Científicas y Tecnológicas en Electrónica)

Comité organizador estable

- Dr. Maximiliano Antonelli (UNMDP/ICYTE/CONICET)
- Mg. Diego Brengi (INTI/UNLaM/FIUBA)
- Ing. Celeste Cebedio (UNMDP/ICYTE)
- Dra. Luciana De Micco (UNMDP/ICYTE/CONICET)
- Ing. Federico G. Zacchigna (FIUBA)

Comité organizador local

- Dr. Gabriel A. Sanca (UNSAM)
- Ing. Leandro L. Gagliardi (UNSAM)
- Ing. Nicolás Álvarez (UNSAM)
- Ing. Juan Bacigalupo (UNSAM)
- Ing. Leandro Carmona (UNSAM)
- Ing. Gastón Maciel (UNSAM)

Chairs temáticos

- Aplicaciones agro y alimentos: Dr. Nicolás Calarco (UCU)
- Bioingeniería: Ing. Juan Manuel Reta (UNER)
- FPGA, HDL y ASIC: Ing. Salvador Tropea (INTI)
- Implementación de Sistemas Embebidos: Dr. Julio Dondo (UNSL)
- Software Embebido: Dr. Ricardo Cayssials (UNS)
- Inteligencia Artificial: Ing. Federico G. Zacchigna (FIUBA)
- IoT (Internet of Things): Dr. Ariel Lutenberg (FIUBA/CONICET)
- Protocolos y comunicaciones: Ing. Ignacio Zaradnik (UNLaM)
- DSP: Dr. Alejandro Uriz (UNMDP/CONICET)

Revisores

Alessandrini, Gustavo
Alvarez, Gonzalo
Alvarez, Nicolas
Antonelli, Maximiliano
Arizaga-Silva, Juan Antonio
Avalos Ribas, Ramiro
Brengi, Diego
Cayssials, Ricardo
Cazarez Castro, Nohe Ramón
Cebedio, Maria Celeste
Comas, Edgardo
De Micco, Luciana
Dondo Gazzano, Julio
Echarri, Martín
Ferreyra, Pablo Alejandro
Filomena, Eduardo
Galasso, Chistian
Gemin, Walter Andres
Ghignone, Ramiro
Gluzman, Brian
Gurevich, Luciano
Gutiérrez, Marcelo
Heredia, Martín
Irrazabal, Emanuel
Leiva, Lucas
Lopresti, Raúl
Lutenberg, Ariel
Maldonado Robles, Yazmin
Medel, Ricardo
Monte, Gustavo
Oliva, Rafael
Paez, Francisco E.
Pastafiglia, Daniel
Rabioglio, Lucas
Reta, Juan M.
Ridolfi, Pablo
Rossi, Silvano
Tropea, Salvador
Urbano Pintos, Nicolás
Woo, Rosa
Zacchigna, Federico G.
Zerbini, Carlos Alberto

Índice de autores

Acevedo, Marcelo: 32, 36
Acosta, Francisco Calderón: 75
Agnello, Ariel: 48
Agotegaray, Juan Carlos: 108
Aguayo-Alquicira, Jesús: 16
Albalat, Andres: 94
Alessandrini, Gustavo: 44, 66
Álvarez, Nicolás: 14
Antonelli, Maximiliano: 40
Arias, Alan: 23
Arnone, Leonardo: 40
Avalos, Guillermo: 3
Avalos, Juan: 2, 3
Ayala, Manuel: 6
Bailón, Eduardo: 103
Barboni, Leonardo: 12
Bascuñán, Fernanda Zapata: 99
Beunza, Fernando: 44, 66
Biale, Claudio Omar: 61
Blanco, Rodrigo: 13
Brengi, Diego: 32, 36
Bressa, Horacino: 108
Bruna, Pablo Garcia: 48
Bufanio, Ruben: 48
Burgos, Enrique Sergio: 52
Carlassara, Fabrizio: 89
Casal, Leonardo: 75
Castaño, Rubén Luis María: 61
Cayssials, Ricardo: 23
Cebedio, Maria Celeste: 4, 8, 40
Costa, Matías: 6
Crepaldo, Daniel: 103
Dachary, Alejandro Raúl: 52
De León-Aldaco, Susana: 16
De Micco, Luciana: 4, 8, 40
de la Vega, Roberto: 27
Déber, Franco: 27
DiNardo, Federico: 14
Enríquez, Martín: 89
Etcheverry, Juan Alberto: 11, 71
Faraldo, Matias Simonet: 27
Finazzi, Lucas: 14
Gagliardi, Leandro: 14
Galassi, Fernando: 18
Galasso, Christian: 23
Galasso, Chistian: 79
Gallardo, Fernando: 57
Gallo, Emiliano: 23
García, Guillermo: 13
García, Rodrigo: 13
Gavilanes, Lucas: 13
Ghignone, Ramiro: 7
Ghorghor, Javier: 103
Gluzman, Brian: 11, 71
Golmar, Federico: 14
Gomez, Pablo: 89
González, Esteban Lucio: 11
Guberman, Sergio: 32, 36
Gutiérrez, Marcelo: 18
Heredia, Martín Alejandro: 6
Hernández, Bruno: 2
Ivaniszyn, Selva Nieves: 61
Juarez-Trujillo, Ivan: 16
Lacomi, Hector: 7
Laiuppa, Adrian: 79
Lesnianski, Ian: 89
Lopez, Miguel Angel: 94
Lopresti, Raúl: 4, 8, 40
López, Fabián Rolando Jiménez: 84
Lorusso, Martín: 40
Lutenberg, Ariel: 61
Magallanes, Irina: 13
Marasco, Damian: 48
Marin, Ariel: 89
Martin, Raul Lisandro: 103
Mecha, Marco A.: 14
Menegozzo, Bruno: 57
Monopoli, Matías: 6
Monte, Gustavo: 48
Moran, Nicolas: 18
Moyano, M. Paz Sal: 40
Pacher, Federico: 103
Pedreira, Facundo: 12
Petrashin, Pablo: 57
Pilato, Bruno Ignacio: 18
Porral, Edgardo: 89
Prats, Franco Ezequiel: 79
Rabioglio, Lucas: 4, 8, 40
Rattaro, Claudina: 12
Ribas, Ramiro Avalos: 11, 71
Righini, Raul: 7
Rodríguez, Gustavo: 32, 36
Rossi, Silvano: 27
Rosales, Jenny Amparo Agredo: 84
Ruzzante, José: 94
Sala, Francisco Alberto: 52
Sanca, Gabriel A.: 14
Sánchez, Eduardo: 2
Sánchez, Giovanny: 2, 3
Sánchez, Juan: 2
Scarone, Norberto: 48
Sosa, Arnaldo José: 79
Strappazzon, Franco: 57
Tió, Bruno: 12
Torres, Daniel Sebastian Salinas: 84
Torres, Victoria Carla: 11, 71
Uriz, Alejandro José: 11, 71
Varela, Carlos: 103
Vargas, Daniel: 3
Vázquez, Angel: 2, 3
Vázquez, Eduardo: 2, 3
Velásquez-Aguilar, Guadalupe: 16

Índice de trabajos

Introducción I

Índice de trabajos IX

Artículo 1

DSPs . . . 1

Sistema de control activo de ruido para incubadoras neonatales utilizando un nuevo algoritmo FxRI/LMS, *Bruno Hernández, Juan Avalos, Angel Vázquez, Giovanny Sánchez, Eduardo Vázquez y Juan Sánchez* . . . 2

A Kronecker Product RSOR Algorithm Applied to Acoustic Echo Cancellation, *Daniel Vargas, Juan Avalos, Angel Vázquez, Giovanny Sánchez, Eduardo Vázquez y Guillermo Avalos* . . . 3

Validación del modelo de Middleton Clase A para ruido impulsivo subacuático mediante simulación físico-temporal, *Maria celeste Cebedio, Lucas Rabioglio, Raúl Lopresti y Luciana De Micco* . . . 4

FPGAs, HDLs y ASICs . . . 5

Desarrollo de un generador de señales GPS utilizando herramientas libres para su implementación en ASIC, *Martín Alejandro Heredia, Manuel Ayala, Matías Costa y Matías Monopoli* . . . 6

Inteligencia Artificial . . . 7

Automatic code generation for embedded machine learning models applied to broadband radiometers, *Ramiro Ghignone, Hector Lacomi y Raul Righini* . . . 8

IP-core para estimación de ruido submarino, basado en IA, *Maria celeste Cebedio, Raúl Lopresti, Luciana De Micco y Lucas Rabioglio* . . . 9

Protocolos y Comunicaciones . . . 10

Sistema basado en red neuronal para la detección de descargas atmosféricas, *Brian Gluzman, Alejandro José Uriz, Juan Alberto Etcheverry, Esteban Lucio González, Ramiro Avalos Ribas y Victoria Carla Torres* . . . 11

Exploring 5G with Open Source Solutions: Functional Testbed and User Equipment Evaluation, *Bruno Tió, Facundo Pedreira, Leonardo Barboni y Claudina Rattaro* . . . 12

Pro-Link: A Configurable Infrared Communication Platform for Custom Protocol Development and Testing, *Rodrigo Blanco, Lucas Gavilanes, Irina Magallanes, Guillermo García y Rodrigo García* . . . 13

In-Flight Firmware Update of an On-Board Computer for Small Satellites, *Marco A. Mecha, Leandro Gagliardi, Lucas Finazzi, Federico DiNardo, Nicolás Álvarez, Gabriel A. Sanca y Federico Golmar* . . . 14

Software Embebido . . . 15

SoC-FPGA-based Three-phase DAQ system to obtain the current signature of a motor., *Ivan Juarez-Trujillo, Guadalupe Velásquez-Aguilar, Susana De León-Aldaco y Jesús Aguayo-Alquicira* . . . 16

Foro Tecnológico 17

DSPs . . . 17

Desarrollo de un prototipo de laboratorio para la detección de fallas en rodamientos, *Marcelo Gutiérrez, Fernando Galassi, Nicolas Moran y Bruno Ignacio Pilato* . . . 18

FPGAs, HDLs y ASICs . . . 22

Implementación de Daisy Chain en VHDL, *Emiliano Gallo, Ricardo Cayssials, Christian Galasso y Alan Arias* . . . 23

Simulador Óptico de Detonación de Cordón Detonante Basado en FPGA, *SILVANO ROSSI, Matias Simonet Faraldo, Roberto de la Vega y Franco Déber* . . . 27

Implementación de SE . . . 31

Utilización de cupones para la puesta en marcha, capacitación y entrenamiento en líneas de ensamblaje SMD, *Sergio Guberman, Diego Brengi, Gustavo Rodríguez y Marcelo Acevedo* . . . 32

Entrenamiento en soldadura de encapsulados BGA mediante diferentes procesos y tecnologías, *Sergio Guberman, Diego Brengi, Gustavo Rodríguez y Marcelo Acevedo* . . . 36

Reconocimiento de especies de cangrejos a partir de señales acústicas aplicando TinyML, *Maria celeste Cebedio, Leonardo Arnone, Lucas Rabioglio, Maximiliano Antonelli, Raúl Lopresti, Martín Lorusso, M. Paz Sal Moyano y Luciana De Micco* . . . 40

Actualización tecnológica de equipo para ensayos de compresión de envases y embalajes, *Gustavo Alessandrini y Fernando Beunza* . . . 44

Inferencia del estado estructural de palas de aerogeneradores mediante el procesamiento algorítmico de su firma acústica, *Gustavo Monte, Damian Marasco, Ruben Bufanio, Ariel Agnello, Norberto Scarone y Pablo Garcia Bruna* . . . 48

Control de la posición de un móvil sobre una plataforma de dos grados de libertad, *Enrique Sergio Burgos, Francisco Alberto Sala y Alejandro Raúl Dachary* . . . 52

Internet de las Cosas . . . 56

IoT-Based Embedded System for Autonomous Hydrogen Peroxide Dosing to Control Cyanobacteria in Eutrophic Lakes, *Pablo Petrashin, Fernando Gallardo, Franco Strappazzon y Bruno Menegozzo* . . . 57

Hacia una comunicación unificada en IoT: una solución basada en middleware, *Claudio Omar Biale, Selva Nieves Ivaniszyn, Rubén Luis María Castaño y Ariel Lutenberg* . . . 61

Protocolos y Comunicaciones . . . 65

Procesamiento de tramas aplicado a banco de ensayo de dispositivos de identificación animal por radiofrecuencia, *Gustavo Alessandrini y Fernando Beunza* . . . 66

Software Embebido . . . 70
Implementación de VNA con SDR en la banda UHF, *Brian Gluzman, Alejandro José Uriz, Juan Alberto Etcheverry, Ramiro Avalos Ribas y Victoria Carla Torres* . . . 71
Implementación y Validación de un Monitor de batería: porcentaje de carga y tiempo restante, *Leonardo Casal y Francisco Calderón Acosta* . . . 75
Comunicación entre computadora industrial e interfaz sincrónica - digital, *Franco Ezequiel Prats, Chistian Galasso, Arnaldo José Sosa y Adrian Laiuppa* . . . 79

Reporte 83

Aplicaciones agro y alimentos . . . 83
Agricultural station prototype with EEPROM memory storage and serial HMI using PIC16F877A, *Daniel Sebastian Salinas Torres, Fabián Rolando Jiménez López y Jenny Amparo Rosales Agredo* . . . 84

Bioingeniería . . . 88
Implementación de tramas inalámbricas para estimulación multicanal en un implante coclear didáctico basado en Raspberry Pi Pico, *Fabrizio Carlassara, Ariel Marin, Pablo Gomez, Martín Enríquez, Edgardo Porral y Ian Lesnianski* . . . 89

Implementación de SE . . . 93
Sistema grabador de señales de audio provenientes de un hidrófono con calendario programable, *Andres Albalat, Miguel Angel Lopez y José Ruzzante* . . . 94

Inteligencia Artificial . . . 98
On the Shape of Latent Variables in a Denoising VAE-MoG: A Posterior Sampling-Based Study, *Fernanda Zapata Bascuñán* . . . 99
Sistema automático de consultas mediante IA implementado en un servidor de pequeño porte, *Raul Lisandro Martin, Daniel Crepaldo, Federico Pacher, Carlos Varela, Eduardo Bailón y Javier Ghorghor* . . . 103

Internet de las Cosas . . . 107
Sistema de control de bombas centrífugas mediante PLC con monitoreo en la nube, *Juan Carlos Agotegaray y Horacino Bressa* . . . 108

Categoría

Artículo

DSPs

Área Temática

Sistema de control activo de ruido para incubadoras neonatales utilizando un nuevo algoritmo FxRI/LMS

B. Hernández*, J. G. Avalos*, Á. A. Vázquez†, G. Sánchez*, E. Vázquez*, J. C. Sánchez*
*SEPI ESIME Culhuacan, Instituto Politécnico Nacional
†School of Engineering and Sciences, Tecnológico de Monterrey
bhernandezl2001@alumno.ipn.mx, {javaloso, gsanchezriv, edvazquezf, jcsanche}@ipn.mx, avazquezp@tec.mx
México

***Resumen*—Recientemente, diferentes investigaciones han demostrado que el nivel sonoro en las unidades de cuidados intensivos neonatales (UCIN) es mayor a 70 dB, lo cual supera los límites sugeridos por la Academia Americana de Pediatría. La excesiva exposición al ruido puede provocar diferentes problemas a la salud, como: incremento de la frecuencia respiratoria y cardíaca, alteraciones en el sueño, entre otras. Por este motivo, se han propuesto sistemas de control activo de ruido (CAR) para incubadoras, obteniendo una reducción promedio entre 10 y 17 dB. Sin embargo, aún con estas soluciones se sigue excediendo los niveles máximos recomendados, además, para realizar su implementación se usan algoritmos adaptativos de bajo costo que presentan una velocidad de convergencia lenta, lo cual es ineficiente en escenarios prácticos. En este trabajo se presenta el diseño e implementación de un sistema de control activo de ruido para incubadoras, empleando una nueva variante del algoritmo inverso recursivo (RI, del inglés *recursive inverse*). La propuesta utiliza una estructura alternante basada en el algoritmo RI y otro de mínimos cuadrados promediados (LMS, del inglés *least mean square*), en la cual solo uno de los algoritmos actualiza sus coeficientes dependiendo de la potencia de la señal de error. Los resultados obtenidos demuestran que el sistema reduce los niveles de ruido en la incubadora, además, el nuevo algoritmo presenta mayor velocidad de convergencia, mejor nivel de reducción del error y menor complejidad computacional con respecto a la versión convencional del algoritmo RI.**

***Palabras clave*—Control activo de ruido, incubadora neonatal, algoritmo recursivo inverso, filtrado adaptativo**

ISBN 978-631-90145-3-2 - Congreso Argentino de Sistemas Embebidos CASE 2025 - 31 de julio al 1 de agosto

A Kronecker Product RSOR Algorithm Applied to Acoustic Echo Cancellation

D. Vargas*, J. G. Avalos*, Á. A. Vázquez†, G. Sánchez*, E. Vázquez*, G. Avalos*
*SEPI ESIME Culhuacan, Instituto Politécnico Nacional
†School of Engineering and Sciences, Tecnológico de Monterrey
dvargasd1300@alumno.ipn.mx, {javaloso, gsanchezriv, edvazquezf, gavalosa}@ipn.mx, avazquezp@tec.mx
México

***Abstract*—The recursive successive over-relaxation (RSOR) algorithm exhibits convergence properties comparable to the recursive least squares (RLS) algorithm. This could be very attractive for practical applications that require high-speed convergence. However, its computational cost is very demanding, especially for applications requiring high-order filters, such as acoustic echo cancellation (AEC) systems. Recently, new adaptive algorithms based on the nearest Kronecker product (NKP) decomposition have emerged to reduce computational complexity, potentially allowing the development of efficient AEC systems integrated into portable devices. In this work, we propose the RSOR algorithm based on the NKP strategy. The simulation results demonstrate that the proposed algorithm exhibits good convergence properties and lower computational complexity compared to existing algorithms.**

***Index Terms*—Acoustic echo canceller, adaptive filter, nearest Kronecker product, recursive successive over-relaxation algorithm**

Validación del modelo de Middleton Clase A para ruido impulsivo subacuático mediante simulación físico-temporal

M. C. Cebedio, L. A. Rabioglio. R. E. Lopresti y L. De Micco
ICYTE, Depto. de Electrónica y Computación, Facultad de Ingeniería - UNMDP
Mar del Plata, 7600, Argentina
{celestecebedio, raul.lopresti, lucas.rabioglio,ldemicco}@fi.mdp.edu.ar

Resumen

Este trabajo valida la aplicabilidad del modelo de Middleton Clase A para representar el ruido impulsivo subacuático, mediante el análisis de señales que incorporan efectos reales del canal. Para ello, se desarrollan generadores físico-temporales de ruido basados en la hipótesis original del modelo, permitiendo simular entornos subacuáticos con ruido marino, del receptor y efectos como atenuación y reverberación. También se utilizan grabaciones reales del fondo marino. Los resultados confirman que el modelo de Middleton describe adecuadamente este tipo de ruido, facilitando su análisis y aplicación en contextos subacuáticos.

Palabras Clave

Ruido impulsivo, Ruido subacuático, Modelo de Middleton Clase A, Generador físico-temporal, Simulación de canal, Ruido no gaussiano.

Categoría

Artículo

FPGAs, HDLs y ASICs

Área Temática

Desarrollo de un generador de señales GPS utilizando herramientas libres para su implementación en ASIC

1st Martín A. Heredia
Grupo ASE
UTN FRH
Haedo, Argentina
martinalejandroheredia@gmail.com

2nd Ramiro A. Ghignone
Grupo ASE
UTN FRH
Haedo, Argentina
rghignone@frh.utn.edu.ar

3rd Manuel Ayala
Grupo ASE
UTN FRH
Haedo, Argentina
mayala735@alumnos.frh.utn.edu.ar

4th Matías N. Costa
Grupo ASE
UTN FRH
Haedo, Argentina
mcosta530@alumnos.frh.utn.edu.ar

5th Matías I. Monopoli
Grupo ASE
UTN FRH
Haedo, Argentina
mmonopoli391@alumnos.frh.utn.edu.ar

Resumen

La década actual ha visto surgir un gran número de proyectos destinados a la fabricación de circuitos integrados con herramientas libres. Una de las principales razones de este auge fue la liberación en el año 2020 del **process design kit** (PDK) SKY130 de la empresa Skywater en colaboración con Google. La liberación del PDK permite modelar el proceso de fabricación, en este caso el de Skywater, utilizando las herramientas de diseño indicadas para tal fin. El conjunto PDK y herramientas de software libre habilitó a profesionales, entusiastas, profesores y estudiantes a introducirse y comprender la forma en que se diseñan los circuitos integrados. El trabajo presentado aquí muestra un caso de aplicación de estas tecnologías para el diseño de un generador de señales GPS. La elección del generador de señales como caso de aplicación surge a partir de los trabajos realizados sobre tecnología GPS por el Grupo de Aplicaciones en Sistemas Embebidos (ASE) de la UTN FRH. El propósito del trabajo es doble: diseñar el generador de señales para su uso en proyectos de investigación y estudiar el proceso para su fabricación en ASIC.

Palabras clave

ASIC, PDK, GPS

Categoría

Artículo

Inteligencia Artificial

Área Temática

ISBN 978-631-90145-3-2 - Congreso Argentino de Sistemas Embebidos CASE 2025 - 31 de julio al 1 de agosto

Automatic Code Generation for Embedded Machine Learning Models Applied to Broadband Radiometers

1st Ramiro Ghignone
ASE
UTN FRH
Haedo, Argentina
rghignone@frh.utn.edu.ar
ORCID: 0000-0003-2214-5449

2nd Héctor Lacomi
ASE
UTN FRH
Haedo, Argentina
hlacomi@frh.utn.edu.ar
ORCID: 0009-0001-4736-232X

3rd Raúl Righini
GERSolar
UNLu
Luján, Argentina
raulrighini@yahoo.com.ar

Abstract

This paper presents a flow for the automatic training, testing and implementation of tree-based machine learning models. Its primary application is the reduction of measurement error in photovoltaic radiometers. However, it can be used in other systems where measurements need to be compared against a higher quality instrument. The devices under analysis were placed, along with reference instruments, in three different geographic locations in Argentina and measurements were taken for more than two years. After determining the measurement error against the reference instruments, a set of gradient-boosted ensembles are trained to minimize that error. Hyperparameter tuning is performed automatically in Python using the Fast Library for Automated Machine Learning & Tuning (FLAML) framework. The best model is then exported to C/C++ code to be embedded in an ESP32 board. Due to memory constraints, the final model was also chosen to fit in the available device. This automatic code generation significantly reduces application development time for embedded systems of various sizes or for different uses.

Index Terms

irradiance, machine learning, photovoltaic radiometer, gradient boosting

IP-core para estimación de ruido submarino, basado en IA

M. C. Cebedio, L. A. Rabioglio. R. E. Lopresti y L. De Micco
ICYTE, Depto. de Electrónica y Computación, Facultad de Ingeniería - UNMDP
Mar del Plata, 7600, Argentina
{celestecebedio, raul.lopresti, lucas.rabioglio,ldemicco}@fi.mdp.edu.ar

Resumen

Este trabajo presenta una comparación entre métodos clásicos, variantes de baja complejidad y soluciones basadas en IA comprimida para la estimación del modelo de ruido de Middleton clase A. Se desarrolla un modelo de IA para la estimación de los parámetros del ruido, con el objetivo de evaluar los beneficios que esta técnica puede aportar. Además, se implementa una red neuronal comprimida y optimizada, diseñada para ser implementada en un FPGA, utilizando una técnica de entrenamiento por destilación, con énfasis en la optimización para entornos de bajos recursos. A través de este enfoque, se busca determinar si estas técnicas permiten mejorar el rendimiento en comparación con otros modelos tradicionales. Finalmente, se llevan a cabo distintas comparaciones en software y hardware, evaluando el desempeño general del estimador.

Palabras Clave

FPGA, Ruido de Middleton clase A, Cuantización, Prunning, knowledge distillation.

Categoría

Artículo

Protocolos y Comunicaciones

Área Temática

ISBN 978-631-90145-3-2 - Congreso Argentino de Sistemas Embebidos CASE 2025 - 31 de julio al 1 de agosto

Sistema basado en red neuronal para la detección de descargas atmosféricas

Brian Maximiliano Gluzman, Alejandro José Uriz, Juan Alberto Etcheverry, Esteban Lucio González, Ramiro Avalos Ribas y Victoria Carla Torres
Laboratorio de Comunicaciones
ICYTE. Instituto de Investigaciones Científicas y Tecnológicas
Mar del Plata, Argentina
briangluzman@mdp.edu.ar, ajuriz@fi.mdp.edu.ar, jaetcheverry@fi.mdp.edu.ar, elgonzal@fi.mdp.edu.ar, avalosribas@fi.mdp.edu.ar y victoriatorres@mdp.edu.ar

***Resumen*— Las descargas eléctricas generan miles de muertes al año y pérdidas materiales por miles de millones de dólares. Es por ello que resulta de interés generar sistemas de alerta temprana que permitan adoptar medidas para proteger tanto personas como bienes. Existen sistemas que permiten detectar de forma temprana la ocurrencia de descargas eléctricas y generar alertas, pero algunos de ellos pueden generar falsos positivos. Es por ello, que se propone trabajar a largo plazo en un sistema embebido capaz de generar estas alertas de forma confiable. Las descargas eléctricas producen señales de radio en una banda extremadamente amplia que abarca desde las frecuencias en el orden de los kHz hasta los GHz y tienen la duración desde algunos microsegundos hasta el orden del segundo. En este trabajo se presenta un sistema basado en red neuronal para la detección de descargas atmosféricas. Las fuentes de datos del modelo son mediciones de descargas eléctricas obtenidas mediante un receptor desarrollado por los autores. A lo largo del trabajo se presenta el receptor, el modelo de red neuronal, y los resultados obtenidos. Estos resultados son muy positivos y permiten continuar trabajando en la evolución del sistema.**

***Palabras clave*— Red neuronal, descargas atmosféricas, rayos, SDR, convolución, dropout.**

ISBN 978-631-90145-3-2 - Congreso Argentino de Sistemas Embebidos CASE 2025 - 31 de julio al 1 de agosto

Exploring 5G with Open Source Solutions: Functional Testbed and User Equipment Evaluation

Bruno Tió, Facundo Pedreira, Leonardo Barboni and Claudina Rattaro
Facultad de Ingeniería, Universidad de la República
Montevideo, Uruguay
{brunot,facundo.pedreira,lbarboni,crattaro}@fing.edu.uy

***Abstract*—This work presents the successful implementation of a functional 5G testbed based on the open-source project srsRAN. The network was deployed in Standalone (SA) mode, integrating an operational Open5GS core and a working gNB, enabling full 5G connectivity. The gNB's radio interface was implemented using Software-Defined Radio (SDR) hardware, ensuring flexibility and reconfigurability of the RF components. Connections were established with multiple user equipment (UE) devices. The testbed successfully connected to a commercial off-the-shelf (COTS) device using a programmable physical SIM, allowing stable operation and real traffic exchange. A Sixfab 5G HAT, based on a Qualcomm modem, was also acquired and configured to validate connectivity from typical IoT platforms. Additionally, one of the UEs was implemented using SDR-based hardware, demonstrating the potential of open and flexible radio solutions for both infrastructure and user-side components.**

***Index Terms*—5G testbed, Software-Defined Radio (SDR), srsRAN, IoT.**

Pro-Link: A Configurable Infrared Communication Platform for Custom Protocol Development and Testing

Rodrigo Blanco, Guillermo García, Lucas Gavilanes, Irina Magallanes and Rodrigo Garcia Ordeig
Universidad de la República, Montevideo, Uruguay
Email: {rodrigo.blanco, guillermo.dos, lucas.gavilanes, irina.magallanes.cohn, rodrigo.garcia.ordeig}@fing.edu.uy

***Abstract*—This work presents Pro-Link, a flexible infrared (IR) signal generator for prototyping and testing both standard and custom IR protocols. Based on an MSP430G2553 microcontroller, the system allows full configuration of transmission parameters—including carrier frequency, duty cycle, pulse timings, and data format—via a PC-based graphical user interface (GUI). Communication with the microcontroller is handled through a custom UART-based protocol with error checking. Pro-Link supports a wide range of protocols (NEC, SIRC, Samsung, Panasonic, and others). Experimental results confirm reliable signal generation, protocol compliance, and efficient memory usage, making the system suitable for standalone IR applications.**

***Index Terms*—Infrared communication, IR protocol generator, microcontroller, real-time systems, low-power electronics, prototyping tools, signal modulation.**

In-Flight Firmware Update of an On-Board Computer for Small Satellites

M. A. Mecha
ICIFI, UNSAM
Buenos Aires, Argentina
mmecha@estudiantes.unsam.edu.ar

L. L. Gagliardi
ICIFI, UNSAM-CONICET
Buenos Aires, Argentina
lgagliardi@unsam.edu.ar

L. Finazzi
ICIFI, UNSAM-CONICET
Buenos Aires, Argentina
lfinazzi@unsam.edu.ar

F. Di Nardo
ARSAT, UNSAM
Buenos Aires, Argentina
fdinardo@arsat.com.ar

N. Álvarez
ITECA, UNSAM
Buenos Aires, Argentina
nalvarez@unsam.edu.ar

G. A. Sanca
ICIFI, UNSAM-CONICET
Buenos Aires, Argentina
gsanca@unsam.edu.ar

F. Golmar
ICIFI, UNSAM-CONICET
Buenos Aires, Argentina
fgolmar@unsam.edu.ar

***Abstract*—In this work, we introduce an In-Flight Firmware Update technique, describing the firmware image preparation, transmission, uploading and error mitigation strategies. This technique was tested on the LabOSat-02 On-Board Computer with satisfactory results. The system was tested with a Bit Error Rate of up to 10^{-3} with transmission times of less than 3 times the base time (BER $= 0$) and without errors.**

Categoría

Artículo

Software Embebido

Área Temática

SoC-FPGA-Based Three-Phase DAQ System to Obtain the Current Signature of a Motor.

I. A. Juarez-Trujillo Author is with the Electrics *Engineering Department,TecNM/cenidet, Int. Internado Palmira S/N, Cuernavaca Morelos , Me´xico (e-mail: ivan.jtp@cenidet.tecnm.mx)*

J G Velasquez-Aguilar is with the *Faculty of Chemical Sciences and Engineering /UAEM, Av. Universidad 1001,Cuernavaca, Morelos , Mexico(e-mail: jgpeva@uaem.mx)*

S. E. D. L. Aldaco is with the Electrics *Engineering Department,TecNM/cenidet, Int. Internado Palmira S/N, Cuernavaca Morelos , Me´xico (e-mail: susana.da@cenidet.tecnm.mx)*

J.A. Alquicira is with the Electrics *Engineering Department,TecNM/cenidet, Int. Internado Palmira S/N, Cuernavaca Morelos , Me´xico (e-mail: jesus.aa@cenidet.tecnm.mx)*

***Abstract*—This paper describes the development of a three-phase acquisition system to acquire voltage and current signals from a motor. The system achieves sampling rates up to 82.5 kHz for 6 acquisition channels. It can acquire voltage signals up to 440 V_{ac} and 100 A. Hardware architectures for acquisition control, storage, video generation and peripheral configuration were developed using VHDL language and embedded system development tools. A recompiled version of Linux compatible with the SoC-FPGA platform is used as operating system. A graphical interface developed with visual environments allows reconfiguration of the system operating parameters, and real-time visualization of the acquired signals. Operations such as Fourier transform are performed in hardware, which accelerates the processing necessary to extract a motor's current signature. Welch's method is applied to the acquired signals to obtain the power spectral density of a three-phase motor. The system can be configured to periodically store the results obtained.**

***Index Terms*—SoC-FPGA, Data Acquisition (DAQ), Real-Time Current Signature, Real-Time Monitoring, Digital signal processing, Harmonics, Signal monitoring.**

Categoría

Foro Tecnológico

DSPs

Área Temática

ISBN 978-631-90145-3-2 - Congreso Argentino de Sistemas Embebidos CASE 2025 - 31 de julio al 1 de agosto

Desarrollo de un prototipo de laboratorio para la detección de fallas en rodamientos

Marcelo Gutiérrez, Nicolas Morán , Fernando Galassi, Bruno Pilato
Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional Haedo
Paris 532, Haedo, Buenos Aires, Argentina
mgutierrez@frh.utn.edu.ar

***Resumen*—El trabajo presenta el desarrollo de un sistema prototipo para el diagnóstico del estado de los rodamientos. El dispositivo propuesto permite la adquisición de señales acústicas mediante un ensayo no destructivo. La extracción de características se realiza en el dominio de la frecuencia, empleando un enfoque robusto y confiable. Los ensayos de laboratorio realizados evidencian una alta correlación entre la frecuencia detectada y el tipo de defecto presente en el rodamiento. Los resultados obtenidos demuestran la capacidad del sistema desarrollado tanto para la detección y evaluación de fallas como para tareas de prognosis.**

Palabras clave—sistemas embebidos, mantenimiento, rodamiento, ensayo no destructivo.

I. Introducción

Los rodamientos utilizados en máquinas rotativas son componentes críticos en una amplia variedad de equipos industriales y domésticos. En consecuencia, el diagnóstico de fallas en estos elementos desempeña un rol fundamental en las estrategias de mantenimiento [1]. Los fabricantes de rodamientos proporcionan especificaciones de diseño que describen cómo actúan las cargas sobre ellos, las cuales pueden ser axiales, angulares o radiales. La operación bajo condiciones extremas puede inducir fallas prematuras debido a cargas elevadas, altas velocidades o temperaturas excesivamente bajas o altas [2]. En este contexto, se emplean diversas técnicas de ensayos no destructivos (END) para detectar y evaluar el estado de los rodamientos en diferentes aplicaciones, por ejemplo, métodos basados en el análisis del sonido. Este enfoque es utilizado en la industria ferroviaria para el monitoreo del estado de los rodamientos en motores de tracción. Según el fabricante SKF, las principales causas de falla en este tipo de aplicaciones incluyen la fatiga, la lubricación deficiente, la contaminación y el manejo inapropiado, tales como un ajuste incorrecto o la sobrecarga [3]. Además, este tipo de END tiene aplicaciones en productos domésticos [4]. Las empresas que fabrican productos con rodamientos someten estos productos a END antes de que sean distribuidos a la venta. Por este motivo, diagnosticar el estado de los rodamientos mediante END resulta esencial, ya sea, por la seguridad o pérdida de dinero en productos que se encuentran en garantía. En este sentido, las inspecciones por END, buscan posibles fallas en la pista interior, la pista exterior, el porta elementos o los elementos rodantes, como se muestra en la Fig. 1. Estas fallas son típicamente consecuencia de la fatiga de contacto por rodadura, provocada por esfuerzos repetidos.

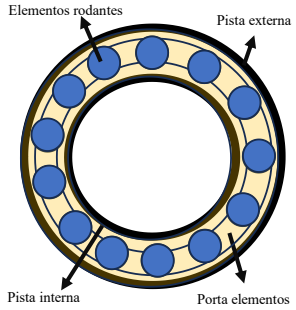


Fig. 1. Componentes de un rodamiento.

En este contexto, se emplean técnicas de procesamiento digital de señales para el análisis en el dominio de la frecuencia, destacándose la transformada de Fourier como uno de los métodos de mayor interés entre los investigadores para el diagnóstico de rodamientos [5] mediante el análisis del sonido. No obstante, este método presenta algunas limitaciones debido a la relación señal-ruido (SNR), la dispersión espectral (o en inglés, *spectral leakage*) y la resolución en frecuencia [6], las cuales dependen de la elección de la frecuencia de muestreo, entre otros factores. Para minimizar estos inconvenientes, los autores en [7] adquieren muestras a una frecuencia de muestreo de 500 kHz, en donde el rango de frecuencias de interés para el análisis acústico se encuentra entre 0 Hz y 500 Hz. La implementación de la técnica de sobremuestreo contribuye a minimizar las limitaciones mencionadas, mejorando la precisión en la identificación de componentes espectrales de interés. Sin embargo, adoptar este método sin diezmado incrementa considerablemente el tiempo de ejecución tanto en las etapas de preprocesamiento como el análisis espectral mediante la aplicación de la transformada rápida de Fourier (FFT), debido al aumento en la cantidad de las muestras a procesar. Por este motivo, la aplicación de este método en sistemas embebidos portables [4] de tiempo real basados en microcontroladores de bajo costo no es adecuado sin el empleo de técnicas adicionales de procesamiento digital de señales. Esto se debe a que estos componentes cuentan con recursos reducidos de procesamiento, memoria y velocidad de ejecución en comparación con plataformas de mayor capacidad y costos de implementación, como sistemas basados en procesadores digitales de señales (DSP) o FPGAs.

Este trabajo tiene como objetivo desarrollar un sistema embebido portable de bajo costo capaz de detectar fallas en rodamientos mediante la aplicación de la técnica de END basada en detección de señales acústica. Para validar los algoritmos desarrollados en el microcontrolador, en condiciones de laboratorio, se construyó un banco de ensayos específico. Además, se caracterizó la magnitud de la respuesta en frecuencia de la etapa de captura de sonido. Los sonidos adquiridos durante las pruebas fueron procesados utilizando técnicas de procesamiento digital de señales, con el propósito caracterizar el rodamiento patrón construido con un defecto

artificial en la pista exterior. Los resultados obtenidos fueron satisfactorios, ya que, se logró recuperar la componente espectral de interés, validando la configuración experimental propuesta, firmware y hardware.

II. Fallas en rodamientos

Diversos fabricantes de rodamientos adoptan enfoques distintos para abordar estas fallas. Algunos proponen reemplazar la pieza basándose en el tiempo de funcionamiento y las características de los elementos rodantes, mientras que otros sugieren considerar el final de la vida útil cuando se observan signos evidentes de fallas, particularmente en aplicaciones de pequeña escala. Entre las fallas más evidentes se incluyen las fisuras superficiales, que comprometen la estructura del rodamiento.

Los métodos de alta precisión permiten el monitoreo preventivo, brindando la detección temprana de las fallas. En particular, las investigaciones recientes se han centrado en la aplicación de END utilizando la captación acústica a través de micrófonos, lo que ha demostrado ser una herramienta prometedora para detectar defectos. Este enfoque de diagnóstico temprano permite detectar fallas incipientes antes de que se conviertan en problemas graves, analizando las frecuencias fundamentales del sonido.

A. Detección por emisión de frecuencias

Los fabricantes de rodamientos ofrecen información sobre las frecuencias presentes según el tipo de falla para cada modelo de rodamiento. Las frecuencias presentes y la ubicación de falla se presentan en la Tabla I.

TABLA I. Ubicación de las fallas según la frecuencia

Nomenclatura	Localización de la falla
BPFO (*Ball Pass Frequency of the Outer race*)	Frecuencia de paso de los elementos rodantes por un defecto en la pista externa
BPFI (*Ball Pass Frequency of the Inner race*)	Frecuencia de paso de los elementos rodantes por un defecto en la pista interna
FTF (*Fundamental Train Frequency*)	Frecuencia de rotación del porta elementos o jaula
BSF (*Ball Spin Frequency*)	Frecuencia de giro de los elementos rodantes

Para la identificación del tipo de falla según la Tabla I, se requiere de la geometría del rodamiento: número de elementos rodantes (n), diámetro del elemento rodante (d), diámetro de paso (Dp), y ángulo de contacto (β), como se observa en la Fig. 2.

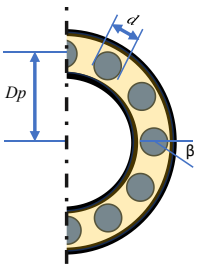


Fig. 2. Características del rodamiento.

Las frecuencia se generan cuando los elementos rodantes atraviesan una superficie con defecto o daños en la jaula. Por lo tanto, las frecuencias de la Tabla I, se puede calcular en función de la geometría del rodamiento y la frecuencia (F) de rotación del eje del motor mediante (1-4).

$$f_{BPFO} = F\left\{\frac{n}{2}\left(1 - \frac{d}{Dp}\cos(\beta)\right)\right\} \quad (1)$$

$$f_{BPFI} = F\left\{\frac{n}{2}\left(1 + \frac{d}{Dp}\cos(\beta)\right)\right\} \quad (2)$$

$$f_{BSF} = F\left\{\frac{Dp}{2d}\left[1 - \left(\frac{d}{Dp}\cos(\beta)\right)^2\right]\right\} \quad (3)$$

$$f_{FTF} = F\left\{\frac{1}{2}\left(1 - \frac{d}{Dp}\cos(\beta)\right)\right\} \quad (4)$$

III. Desarrollo del sistema de adquisición

En la Fig. 3 se muestra el sistema de adquisición y procesamiento de audio. Inicialmente, la señal es captada por el micrófono electret, luego es acondicionada por un control automático de ganancia (AGC) (MAX9814). La salida del AGC forma parte de la entrada de un filtro pasabajos (FPB) Butterworth de segundo orden como filtro antialiasing. El FPB Sallen-Key se diseña para que la frecuencia de corte se encuentre en 1 kHz. Luego un conversor analógico-digital (ADC) (MCP3008) discretiza la señal acústica a una frecuencia de muestreo de 44,1 kHz y 1024 niveles de cuantificación. La alimentación interna del dispositivo es de 3,3 V para el microcontrolador/periféricos y 5 V para el ADC. El microcontrolador (ESP32) se encarga del procesamiento de los datos que luego son almacenados en la tarjeta microSD.

Fig. 3. Sistema adquisidor de datos desarrollado.

IV. Firmware

El firmware desarrollado para el ESP32 cumple un rol central en el sistema de monitoreo, al permitir la adquisición, procesamiento y almacenamiento de las señales acústicas provenientes del rodamiento en análisis. El firmware fue desarrollado utilizando FreeRTOS como sistema operativo en tiempo real, lo que permite una asignación eficiente de tareas entre los dos núcleos del procesador. Al iniciar su ejecución, se inicializan los periféricos necesarios, incluyendo la interfaz SPI para la comunicación con el ADC, la interfaz SDMMC para el acceso a la tarjeta microSD, y los puertos de propósito general (GPIO) utilizados para la interacción básica con el usuario.

La señal acústica, previamente acondicionada por el FPB, es sobremuestreada por el ADC a más de 44 veces de la frecuencia de Nyquist. El uso de FreeRTOS permite fijar la tarea de adquisición en el núcleo 0 del procesador, utilizando acceso directo a memoria (DMA), y estableciendo una cola de mensajes sincronizada mediante un semáforo binario para almacenar temporalmente las muestras adquiridas.

Los datos son almacenados sin procesar en la tarjeta microSD y simultáneamente disponibles para su análisis por la tarea FFT, que se ejecuta en el núcleo 1. Esta tarea aplica diversos tipos de ventanas y tamaño al mismo conjunto de datos, con el propósito de evaluar el efecto de *spectral leakage*. Los coeficientes de la ventana se multiplican por las

muestras adquiridas, y posteriormente se aplica la FFT, utilizando un reordenamiento previo de las muestras conforme al algoritmo Radix-2. Luego, se calcula la magnitud de las componentes espectrales y los correspondientes *bins* de frecuencia, que son colocados en una nueva cola para su almacenamiento.

Una tercera tarea, también anclada al núcleo 0, recibe los resultados de la FFT y los escribe en un archivo con formato CSV en la tarjeta de memoria. Dado que la tarea correspondiente a la FFT presenta un alto consumo de memoria, su ejecución requiere la eliminación temporal de otras tareas activas para liberar los recursos asignados. Una vez completada la rutina de análisis espectral, la tarea de la FFT se elimina, y se reinstancian las tareas necesarias para restablecer el funcionamiento operativo completo del sistema.

El algoritmo se inicia mediante la activación de un pulsador. Finalizada la adquisición de datos, el cálculo de las FFT y el almacenamiento; se desmonta de forma segura la tarjeta microSD, lo cual se indica mediante el encendido de todos los LED.

V. Configuración Experimental

Para evaluar el rendimiento de detección del prototipo diseñado, se construyó un equipo que permite girar el rodamiento a ensayar, Fig. 4. El dispositivo construido tiene un motor de corriente alterna que se conecta a un variador de velocidad. El eje del motor se une a una varilla redonda de 20 mm trefilada y rectifica de 1 metro de longitud. Esta varilla es sostenida por dos rodamientos (6304). El rodamiento en el extremo opuesto al eje del motor es el que se encuentra bajo ensayo.

Fig. 4. Banco de ensayo END.

Dado, que es necesario caracterizar el dispositivo desarrollado y el posterior procesamiento digital de señales se realizó un defecto en la pista externa del rodamiento. El defecto tiene un orificio de 3 mm de diámetro y 1 mm de profundidad generado artificialmente, Fig. 5. Próximo a este rodamiento se ubica el sistema de adquisición. Para este ensayo, el eje del motor se hizo girar a 1300 RPM, ya que, adoptar un mayor régimen de giro se incrementan proporcionalmente las frecuencias características listadas en la Tabla I. Este aspecto resulta de utilidad considerando que la magnitud de la respuesta en frecuencia del sistema de adquisición presenta una frecuencia de corte inferior que limita su sensibilidad a bajas frecuencias.

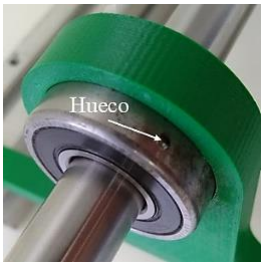
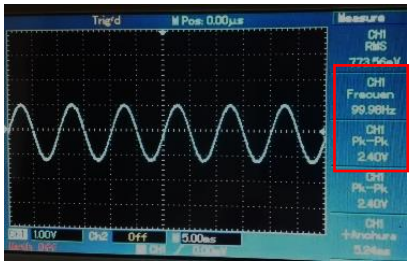


Fig. 5. Daño artificial en la pista externa del rodamiento.

VI. Caracterización de la Magnitud de la Respuesta en Frecuencia

Dado que el sistema de adquisición tiene que registrar la captación de señales acústicas del rodamiento bajo ensayo, es necesario caracterizar la frecuencia mínima que el sistema puede registrar. Para esto se emitió un sonido mediante un altavoz de frecuencias bajas conectado a un generador de señales. Luego de inyectar varias frecuencias al altavoz, se observa que la señal sinusoidal próxima a 100 Hz tiene una tensión pico a pico de 2,4 V, Fig. 6 (a), que forma parte de la respuesta plana de la magnitud de la respuesta en frecuencia. De similar forma, se encuentra que la frecuencia de corte (-3 dB) ocurre cuando la respuesta presenta una tensión pico a pico de 1,72 V, y la frecuencia inyectada es de 9,4 Hz, como se observa en la Fig. 6 (b).

(a)



(b)

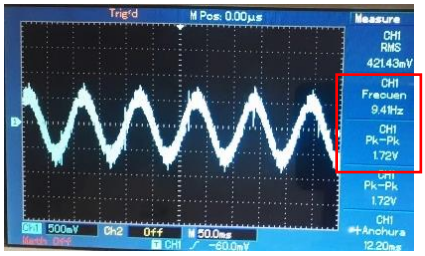


Fig. 6. Oscilogramas para las frecuencias: a) 100 Hz, b) 9,4 Hz.

VII. Resultados

Antes de realizar el procesamiento de señales, se calculan las frecuencias características del rodamiento bajo ensayo a partir de sus parámetros geométricos. Dado que el rodamiento presenta un único defecto en la pista externa, la frecuencia de interés principal en este trabajo es la BPFO. Sin embargo, se determinan las demás frecuencias asociadas. Las frecuencias se obtienen mediante (1-4) reemplazando los valores n = 7, d = 9 mm, Dp = 36 mm, β = 0 rad y F=21,67 Hz, cuyos resultados son: BPFI = 94,79 Hz, BPFO = 56,88 Hz, FTF = 40,02 Hz, BSF = 4,44 Hz.

La información almacenada en la memoria microSD fue procesada mediante un algoritmo desarrollado en Python, el cual realiza una FFT empleando una ventana rectangular de N=65536, como se muestra en la Fig. 7. En la Fig. 7 se observa

la presencia de la componente espectral medida BPFO, y la estimada mediante una línea vertical. Esta componente presenta una amplitud significativa, atribuida al daño introducido artificialmente en el rodamiento. La diferencia entre la frecuencia estimada por (1) y la obtenida por la FFT (≈57,87 Hz) es de ≈1 Hz. Asimismo, se registra un aumento del piso de ruido y amplitudes especificas en el rango de frecuencias entre 80 Hz y 240 Hz. Este incremento en el nivel de ruido se mantuvo en el ensayo realizado a un rodamiento libre de defectos.

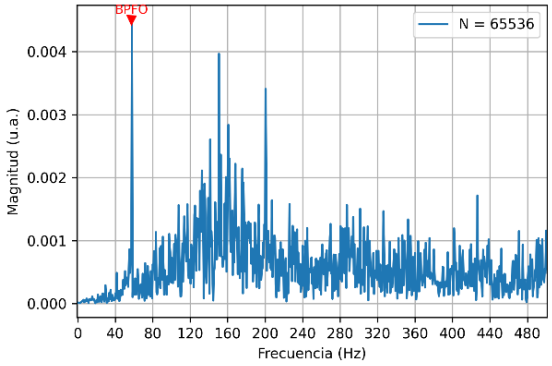


Fig. 7. Resultado de la FFT obtenida de los datos sin procesar.

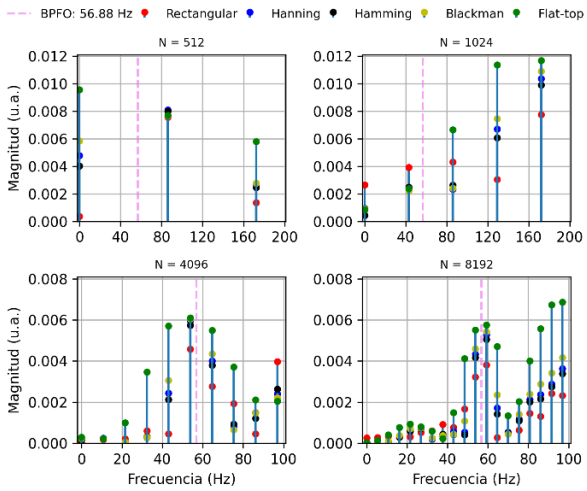


Fig. 8. Resultado de la FFT obtenida por el ESP32.

Los resultados de la FFT realizada por el microcontrolador se presentan en la Fig. 8. Se observa que, para valores altos de N el error en la estimación de frecuencia disminuye, lo que valida que con un número moderado de muestras la resolución en frecuencia es aceptable para la detección de la BPFO. Este comportamiento es relevante considerando las limitaciones de cómputo y memoria propias del sistema embebido implementado. Para caracterizar el *spectral leakage* en función del tipo de ventana utilizada y el valor de N, se implementó una métrica de rendimiento denominada tasa de energía. Esta métrica consiste en calcular la energía de la frecuencia correspondiente al pico más cercano a BPFO, y dividirla por la energía total del espectro. Este indicador tendrá valores bajos cuando el espectro tiene más *spectral leakage* en la BPFO debido a que la energía se distribuye en más *bins*. Los resultados obtenidos mediante esta métrica se presentan en la Tabla II. Cabe aclarar que para los valores de N=512 y N=1024 fueron descartados para el cálculo de la tasa de energía, debido al elevado error en la estimación de la BPFO.

TABLA II. TASA DE ENERGÍA PARA DIVERSOS TIPO DE VENTANAS Y TAMAÑO

	Tasa de Energía				
N	Rec.	Hanning	Hamming	Blackman	Flat-top
4096	0,0051	0,0057	0,0058	0,0051	0,0025
8192	0,0034	0,0043	0,0044	0,0040	0,0021

VIII. CONCLUSIONES

El sistema embebido desarrollado demostró ser eficaz para detectar la BPFO, una característica espectral asociada a fallas en rodamientos, a partir del análisis de señales acústicas. Además, el dispositivo construido constituye un recurso valioso para la implementación de ensayos no destructivos. Los resultados del trabajo demuestran que sin incrementar significativamente el tamaño de la ventanas el error de la medición no es significativo, tanto para la BPFO como su magnitud. También, el *spectral leakage* se logra disminuir seleccionado la ventana *Hamming*. Para N=8192, la ventana *Hamming* mejora la concentración de energía en el *bin* de interés respecto a la rectangular en un 29,41 %. Asimismo, se observan componentes significativas en el rango de 80 Hz y 240 Hz, esto sugiere la influencia de fuentes externas de interferencia, posiblemente asociadas al variador de velocidad. Este hallazgo resalta la importancia de considerar las condiciones electromagnéticas del entorno de ensayo.

Los resultados obtenidos constituyen una base sólida para futuras investigaciones para incorporar algoritmos de diagnóstico automático, y mejorar la selectividad espectral mediante técnicas de filtrado digital adaptativo. Además, el firmware desarrollado permite su escalabilidad a sistemas de procesamiento en tiempo real, ya que, el tamaño de ventana de 8192 muestras resulta posible para ser implementado en el hardware utilizado.

BIBLIOGRAFIA

[1] F. Xu *et al.*, “A review of bearing failure Modes, mechanisms and causes”, *Engineering Failure Analysis*, vol. 152, p. 107518, oct. 2023, doi: 10.1016/j.engfailanal.2023.107518.

[2] R. K. Upadhyay, L. A. Kumaraswamidhas, y Md. S. Azam, “Rolling element bearing failure analysis: A case study”, *Case Studies in Engineering Failure Analysis*, vol. 1, núm. 1, pp. 15–17, ene. 2013, doi: 10.1016/j.csefa.2012.11.003.

[3] M. Entezami, C. Roberts, P. Weston, E. Stewart, A. Amini, y M. Papaelias, “Perspectives on railway axle bearing condition monitoring”, *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part F: Journal of Rail and Rapid Transit*, vol. 234, núm. 1, pp. 17–31, ene. 2020, doi: 10.1177/0954409719831822.

[4] M. A. Saucedo-Espinosa, H. J. Escalante, y A. Berrones, “Detection of defective embedded bearings by sound analysis: a machine learning approach”, *J Intell Manuf*, vol. 28, núm. 2, pp. 489–500, feb. 2017, doi: 10.1007/s10845-014-1000-x.

[5] M. Tiboni, C. Remino, R. Bussola, y C. Amici, “A Review on Vibration-Based Condition Monitoring of Rotating Machinery”, *Applied Sciences*, vol. 12, núm. 3, p. 972, ene. 2022, doi: 10.3390/app12030972.

[6] A. Prudhom, J. Antonino-Daviu, H. Razik, y V. Climente-Alarcon, “Time-frequency vibration analysis for the detection of motor damages caused by bearing currents”, *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 84, pp. 747–762, feb. 2017, doi: 10.1016/j.ymssp.2015.12.008.

[7] Ma. Del Rosario Bautista-Morales y L. D. Patiño-López, “Acoustic detection of bearing faults through fractional harmonics lock-in amplification”, *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 185, p. 109740, feb. 2023, doi: 10.1016/j.ymssp.2022.109740.

Categoría

Foro Tecnológico

FPGAs, HDLs y ASICs

Área Temática

ISBN 978-631-90145-3-2 - Congreso Argentino de Sistemas Embebidos CASE 2025 - 31 de julio al 1 de agosto

Implementación de Daisy Chain en VHDL

Emiliano S. Gallo*, Ricardo L. Cayssials*, Christian L. Galasso† y Alan E. Arias*
*†Depto. de Ingeniería Electrónica, Universidad Tecnológica Nacional - F.R.B.B.
Bahía Blanca, Argentina
{emilianogallo2019, rcayssials, christiangalasso81, ariasalanemir}@gmail.com
†Universidad de la Defensa Nacional – FADARA – ESOA, Punta Alta, Argentina.
†Servicio de Análisis Operativos, Armas y Guerra Electrónica de la Armada, Punta Alta, Argentina

***Resumen*—Este trabajo presenta la implementación de una topología daisy chain en el marco de la modernización de una consola naval. Para ello, se desarrolló un diseño digital basado en FPGA, permitiendo replicar el protocolo de comunicación entre la computadora central (o servidor) y la consola propiamente dicha, la cual está conformada por siete tarjetas controladoras de periféricos. La aplicación de esta topología posibilitó la asignación de prioridades entre los dispositivos, además de ofrecer una solución modular que optimiza la integración y simplifica el sistema.**

Palabras clave—comunicación, daisy chain, diseño digital, FPGA.

I. Introducción

Con el objetivo de modernizar un sistema naval, se reemplazó la electrónica que vinculaba una computadora naval con una consola de operaciones por una placa diseñada ad-hoc con una FPGA[1,2]. Este cambio permite sustituir la consola por una aplicación ejecutándose sobre una computadora comercial, lo que brinda ventajas como la incorporación de nuevas funcionalidades y el aprovechamiento de nuevas tecnologías para mejorar la performance del sistema.

Para ello, se desarrolló un diseño digital implementado en FPGA [5], encargado de gestionar el handshake entre la computadora naval y sus periféricos, así como de resolver las incompatibilidades temporales entre el sistema de tiempo real estricto de la computadora naval (en adelante CN) y el sistema de tiempo diferido de la computadora comercial (en adelante PC).

El estudio del protocolo de comunicación reveló que entre las palabras binarias de un mensaje existían intervalos de inactividad. Estos tiempos ociosos se utilizaban para establecer comunicación con otros dispositivos según una prioridad definida. En esta implementación, se replicó dicho comportamiento mediante una topología daisy chain [3,4], asegurando la compatibilidad con el protocolo original, preservando la prioridad entre dispositivos y proporcionando una solución modular que facilita la integración del sistema.

II. Sistemas

En esta sección se describe el funcionamiento del sistema original y se presenta la propuesta de modernización desarrollada.

A. Sistema original

El sistema original, de forma simplificada, está compuesto por la CN, dos placas de transporte y la consola de operaciones con un hardware diseñado ad-hoc por la empresa proveedora. La Fig. 1 ilustra la estructura general del sistema.

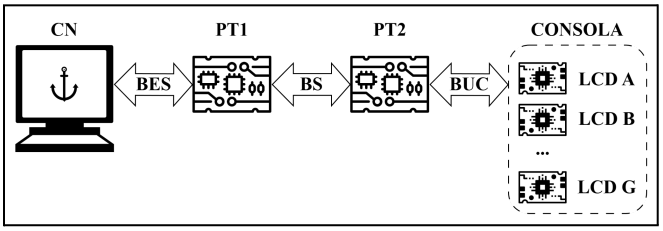


Fig. 1. Sistema original.

A continuación, se detalla brevemente la función de cada uno de los bloques que lo componen:

- CN (Computadora Naval) : Unidad principal de control, actúa como servidor del sistema.
- BES (Bus de Entrada/Salida) : Bus paralelo que vincula la CN con la placa de transporte PT1.
- PT1 (Placa de Transporte 1) : Serializa los datos provenientes del BES y paraleliza los provenientes del bus serie (BS).
- BS (Bus Serie) : Medio de comunicación serial entre las dos placas de transporte.
- PT2 (Placa de Transporte 2) : Realiza la misma función que PT1, actuando en el extremo opuesto: serializa los datos provenientes de BUC o paraleliza los provenientes del BS.
- BUC (Bus de Unidad de Control) : Bus paralelo entre PT2 y la consola de operaciones.
- CONSOLA : Conformada por el conjunto de periféricos (A, B … G) que constituyen las interfaces humanas del sistema.
- LCD : Tarjetas controladoras de periféricos, denominadas “Lógica de Control de Dispositivo”.

Como se observa, el sistema cuenta con una arquitectura cliente-servidor, donde la CN coordina la comunicación con el conjunto de periféricos que conforman la consola a través de las placas PT1 y PT2, que cumplen un rol de expansoras del bus paralelo del servidor.

B. Sistema moderno

La propuesta de modernización consiste en reemplazar las placas de transporte por una FPGA [6], manteniendo solamente el bus de entrada/salida (BES). El bus serie —compuesto por pares trenzados— fue reutilizado para implementar un puerto Ethernet (ETH), permitiendo

aprovechar la infraestructura física existente para establecer una nueva capa de comunicación digital.

Estos cambios posibilitan el reemplazo de la consola por una PC, ampliando las capacidades del sistema. Adicionalmente, se incorporó un microcontrolador encargado de realizar conversiones analógico-digitales y digital-analógicas, necesarias para la interacción con ciertos periféricos. En la Fig. 2 podrá observar el nuevo sistema descrito.

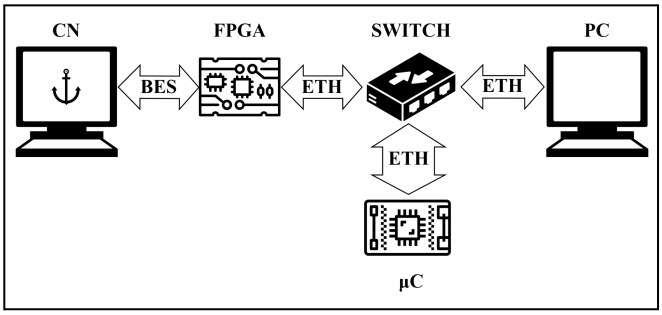


Fig. 2. Sistema moderno.

III. Problemática

Tras analizar la comunicación entre la computadora naval y sus periféricos, se establecieron las capacidades que debía cumplir el diseño digital para que la sustitución de la electrónica por la FPGA fuera transparente para la CN.

En primer lugar, se identificó que el sistema original aprovechaba al máximo el medio de comunicación. Además de operar en full-duplex, la CN utilizaba los intervalos de inactividad entre palabras para intercambiar información con otros dispositivos cuando fuera necesario.

Se definieron las señales involucradas en la comunicación, su función, su gestión y los tiempos que debían respetarse. Estas señales incluyen aquellas destinadas a iniciar y finalizar la comunicación, realizar solicitudes de lectura y escritura, indicar la presencia de datos interpretables en el canal, solicitar y habilitar una conexión, así como la dirección del dispositivo con el que se intercambia información.

El análisis de las capturas lógicas del sistema original permitió estudiar los mensajes asociados a cada periférico, determinando la cantidad de palabras que componían cada uno. Esta información resultó fundamental para dimensionar las memorias a utilizar para su almacenamiento y posterior transmisión vía Ethernet. Asimismo, fue relevante identificar los mensajes predeterminados de inicio del sistema, ya que la PC no puede inicialmente, responder en el tiempo esperado por la CN. Definir estos mensajes iniciales permite proporcionar la información requerida de inmediato mientras se reciben y actualizan nuevos datos, asegurando que en futuras solicitudes la respuesta sea acorde a la realidad del sistema.

IV. Desarrollo

A partir de los requerimientos establecidos, se desarrolló un diseño digital implementado en FPGA que replica el comportamiento de la electrónica original, gestionando la comunicación con los periféricos bajo los parámetros temporales y funcionales del protocolo naval. El sistema incorporó una topología Daisy Chain para resolver la lógica de prioridades, facilitar la escalabilidad y utilizar eficientemente los tiempos de inactividad entre mensajes.

Además, se incorporó lógica para almacenar y actualizar datos predeterminados, garantizando una respuesta inmediata ante solicitudes de la computadora naval.

A. Topología Daisy Chain

La topología Daisy Chain [1] es un esquema de interconexión en serie en el cual múltiples dispositivos se enlazan uno tras otro, formando una cadena. En este tipo de configuración, la señal de datos o control generada por un nodo fuente es propagada secuencialmente de un dispositivo al siguiente hasta alcanzar el destino correspondiente. Cada dispositivo actúa como un eslabón de la cadena, que puede retransmitir la información o procesarla según corresponda.

B. Implementación

Como se mencionó anteriormente, la consola está compuesta por siete tarjetas controladoras de periféricos. En consecuencia, el diseño digital debe ser capaz de comunicarse con siete periféricos distintos, para lo cual se empleó una topología Daisy Chain.

Durante el desarrollo del diseño, se implementó una Daisy Chain compuesta por once eslabones. Esto se debe a que algunas tarjetas controladoras incluyen subdirecciones que permiten realizar distintas gestiones sobre un mismo periférico. Además, uno de estos once eslabones cumple la función de gestionar el mecanismo de "stay alive" de la computadora naval.

Cada eslabón se encarga de la comunicación y del almacenamiento de datos para un periférico específico, al cual se le asigna una dirección de dispositivo correspondiente. De esta manera, cada eslabón puede identificar cuándo se inicia una comunicación dirigida a su periférico asociado, y está habilitado para tomar el control del bus siempre que este se encuentre libre y se cumplan los criterios de prioridad establecidos.

A continuación, se presenta una imagen representativa del componente "Eslabon.vhd".

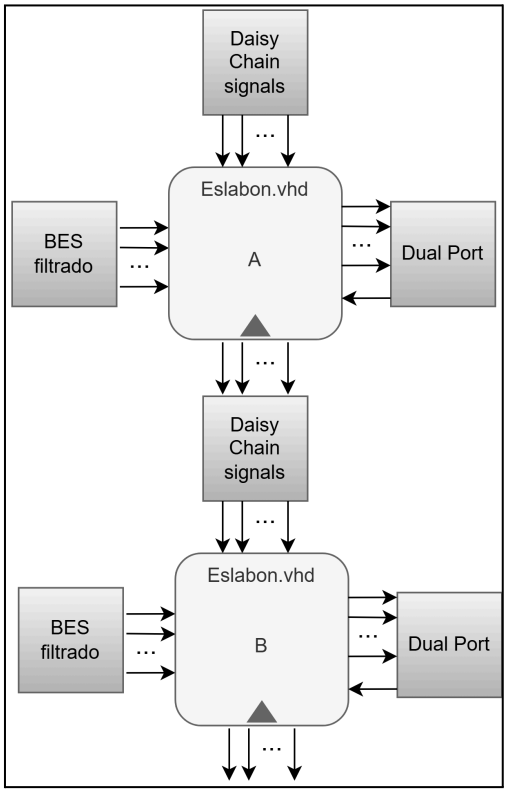


Fig. 3. Componente "Eslabon.vhd".

Como puede observarse en la Fig. 3, cada eslabón presenta distintas entradas y salidas, agrupadas según su función. Cada uno de ellos posee puertos de entrada por los cuales ingresan las señales filtradas correspondientes al BES, es decir provenientes de la CN, mediante las cuales se gestiona la progresión del protocolo. Las señales que integran este bus, ingresan en forma paralela a cada uno de los eslabones, de modo que cada uno recibe la misma información de forma simultánea, aunque solo el eslabón destinatario la utiliza para avanzar en el protocolo.

Por otro lado, las señales denominadas Daisy Chain signals se propagan a lo largo de toda la cadena. Finalmente, las Dual Port signals corresponden a los puertos a través de los cuales ingresan o egresan las señales utilizadas para gestionar la(s) memoria(s). Adicionalmente la figura en cuestión muestra cómo se realiza la interconexión entre los distintos eslabones.

C. Señales BES filtrado

El eje principal de esta sección es el grupo de señales que conforman el bloque "BES filtrado", las cuales son utilizadas para la gestión del handshake entre la computadora central y la FPGA.

Este se conforma por las siguientes señales o grupo de señales:

- BDOUT : Bus de datos de 24 bits, saliente de la CN.
- BDIN : Bus de datos de 24 bits, entrante a la CN.
- RST : Señal de restablecimiento.
- FE (Función Externa): Señal saliente de la CN, responsable de iniciar la comunicación. Cuando se encuentra en estado activo, el bus de datos (BDOUT) transporta información como la dirección del dispositivo destino y una instrucción asociada, la cual puede indicar el inicio de la comunicación, su deshabilitación o una solicitud de estado.
- REQ (Solicitud de dispositivo) : Señal de solicitud entrante a la CN. Indica que un periférico ha recibido la Función Externa y solicita iniciar comunicación con la CN.
- HAB (Habilitación): Señal de habilitación saliente desde la CN. Es utilizada por la CN para autorizar la comunicación con el periférico solicitante.
- REQ_IN (Solicitud de datos de entrada) : Señal dirigida a la CN mediante la cual un periférico solicita enviar datos hacia la CN.
- REQ_OUT (Solicitud de datos de salida) : Señal dirigida a la CN mediante la cual un periférico solicita recibir datos desde la CN.
- DA (Bus de dirección de dispositivo) : Bus de 6 bits, dirigido a la CN. Se utiliza para que la CN pueda identificar cual es el dispositivo con el que se está comunicando.
- IE (Interrupción externa) : Señal dirigida a la CN, utilizada por el periférico para indicar que realiza el envío de su estado a la CN.
- ACK : Señal de acuse de recibo.
- STOP : Señal de finalización de mensaje.

Este conjunto de señales, como se muestra en la Fig. 3, ingresa a cada uno de los eslabones.

D. Daisy Chain signals

Además del conjunto de señales asociadas al bloque "BES filtrado", las "Daisy Chain signals" también participan en la gestión del handshake. La diferencia fundamental radica en su dirección: mientras que las señales del "BES filtrado" son entrantes al eslabón, las "Daisy Chain signals" son salientes y se dirigen hacia la CN, ambos dos conjuntos conforman el BES.

Cada eslabón cuenta con dos conjuntos de "Daisy Chain signals": un conjunto entrante, denominado "señales anteriores", y otro saliente, conocido como "señales posteriores". Ambos conjuntos contienen las mismas señales, que se describen a continuación.

Este bloque está conformado por señales de solicitud, solicitud de datos de salida, solicitud de datos de entrada, datos con dirección a la computadora naval, y dirección de dispositivos, esta última utilizada para identificar de qué periférico proviene la solicitud o los datos.

E. Ejecución del protocolo

Como se mencionó en la sección anterior, cada eslabón cuenta con un conjunto de "Daisy Chain signals" entrantes y salientes. En estado de reposo, estas señales se encuentran interconectadas, lo que permite la libre propagación del estado a lo largo de la cadena. Si esto no se produce, el componente "Eslabon" responde y presenta sus datos mediante las señales salientes. En el caso del primer eslabón, las señales entrantes de este conjunto representan el estado de reposo del bus, el cual se propaga a lo largo de toda la Daisy Chain si no se presenta ninguna comunicación activa entre dispositivos.

Cuando la señal de función externa adquiere un estado activo, cada eslabón compara la dirección de dispositivo presente en el bus de datos con la correspondiente a su periférico asociado. En caso de que ambas coincidan, y si el eslabón es el seleccionado para avanzar con el protocolo, este modifica el estado de las señales que conforman su conjunto de "Daisy Chain signals" saliente, de acuerdo con lo establecido por el protocolo, respetando los tiempos asociados a cada mensaje.

La lógica detrás de la selección es la siguiente: como se mencionó anteriormente, cuando se produce una coincidencia de direcciones, el eslabón correspondiente deja de propagar el conjunto de "Daisy Chain signals" entrante y comienza a enviar sus propios datos a través de las señales salientes. Uno de estos datos es su dirección de dispositivo.

El eslabón seleccionado será aquel cuya dirección de dispositivo logre propagarse hasta el final de la cadena, estableciendo así un mecanismo de prioridad entre eslabones. Por ejemplo, si se recibe una señal de función externa con una dirección correspondiente al periférico asociado al primer eslabón, y luego otra con la dirección correspondiente al quinto eslabón, ambos intentarán enviar su dirección mediante el conjunto de "Daisy Chain signals". Sin embargo, solo la dirección del quinto eslabón llegará al final de la cadena, ya que al momento de recibir la función externa, cada eslabón detiene la propagación de las señales entrantes para enviar sus propios datos. A continuación, en la Fig. 4, se muestra una imagen representativa de lo mencionado. En la figura se ilustra el mecanismo de prioridades en la cadena Daisy Chain, donde el eslabón A representa el de menor prioridad. En contraste, el eslabón E,

es decir, el quinto en la secuencia, posee una prioridad superior a los cuatro eslabones anteriores (A, B, C y D).

Fig. 4. Topología Daisy Chain - Prioridades.

F. Otras funcionalidades

Además del manejo del protocolo mediante la topología Daisy Chain, el diseño incorpora mecanismos para el almacenamiento y procesamiento de datos mediante memorias de doble puerto. Cada componente "Eslabón", se encuentra asociado a una memoria de este tipo, la cual es accedida exclusivamente por dicho eslabón. Estas memorias permiten operaciones simultáneas de lectura y escritura, facilitando así la transferencia de mensajes entre los periféricos y la CN.

El acceso concurrente permite, por un lado, almacenar los datos generados por los periféricos con destino a la CN, y por otro, registrar las nuevas palabras generadas por la CN para ser retransmitidas hacia los dispositivos asociados.

Las memorias fueron implementadas internamente dentro de la FPGA, utilizando recursos específicos de bloques de RAM. Cada una presenta un ancho de palabra de 24 bits y una profundidad de 1024 posiciones. Esta configuración se definió en base a un análisis del protocolo, donde se observó que la longitud máxima de un mensaje era de 524 palabras. Por lo tanto, la capacidad seleccionada permite almacenar el mensaje más extenso posible, junto con un margen de seguridad adecuado.

V. Detalles Técnicos de Implementación

El desarrollo digital del sistema fue realizado íntegramente en lenguaje VHDL, empleando una FPGA Xilinx Spartan-6 XC6SLX25 como dispositivo de destino. Esta elección respondió a la disponibilidad de recursos lógicos, su bajo consumo. La Spartan-6 [7] ofrece 24,051 LUTs, 30,064 flip-flops y 52 bloques de RAM de 18 Kb, totalizando 936 Kb, resultando suficiente para alojar la lógica de los once eslabones de la topología Daisy Chain.

Por su parte, las conversiones analógicas y digitales con los periféricos externos fueron gestionadas mediante una placa Nucleo-STM32F429ZIT6[8]. Este microcontrolador, perteneciente a la familia STM32F4 de STMicroelectronics, integra un núcleo ARM Cortex-M4 con FPU, operando a una frecuencia de hasta 180 MHz. Cuenta con tres ADCs de 12 bits y dos DACs de 12 bits, todos con resolución completa (0–4095).

VI. Conclusiones

La solución propuesta, basada en una topología Daisy Chain, permitió gestionar la comunicación entre la computadora naval y los periféricos cumpliendo con los estrictos requerimientos temporales y funcionales del sistema.

La elección de la Daisy Chain facilitó la organización secuencial de los módulos, asegurando que los dispositivos respondieran de acuerdo a una prioridad predefinida, sin necesidad de arbitraje externo [9]. Además, la implementación modular y la incorporación de lógica para la gestión de tiempos de inactividad y datos predeterminados contribuyeron a una respuesta inmediata ante solicitudes, lo que es crítico en sistemas de tiempo real.

Referencias

[1] Desarrollo de un prototipo basado en FPGA. Galasso Ch. L.; Friedrich G. R.; Antonini A. A.; Díaz G. J. IV Congreso Microelectrónica Aplicada, UEA 2013, Memorias del Congreso. Friedrich G., Reggiani G., Coppo R., Baldini P., Iparraguirre J., Pellegrino S., Cayssials R (Editores); pp. 59 - 64. ISBN 978-987-1896-18-9.

[2] FPGA del Kit al prototipo. Galasso Ch. L.; Friedrich G. R. Congreso Argentino de Sistemas Embebidos, CASE 2013, Libro de Trabajos, Modalidades Foro Tecnológico y Póster. Brengi D., De Micco L., Lipovetzky J., Lutenberg A. (Editores); pp. 50. ISBN 978-987-9374-88-77.

[3] Analog Devices, "Daisy chain," [Online]. Available: https://www.analog.com/en/resources/glossary/daisy_chain.html.

[4] Texas Instruments, "BQ79616-Q1 Daisy Chain Communications", SLVAEP4, Application Report, 2019. [Online]. Available: https://www.ti.com/lit/an/slvaep4/slvaep4.pdf.

[5] M. M. Mano, M. D. Ciletti, "Digital Design with an Introduction to the Verilog HDL, VHDL, and SystemVerilog", 6th ed., Pearson, 2017.

[6] C. Galasso, A. Laiuppa, J. Ermantraut, S. Leoni, D. Martinez, y M. Paz. "Aplicación práctica de co-diseño de HW y SW para la apertura de un sistema de tiempo real," 53° JAIIO - SAIC, Simposio Argentino de Ingeniería en Computación, pp. 67–80, 12–16 de agosto de 2024. ISSN 2451-7496.

[7] Xilinx Inc. "XC6SLX45T-2FGG484I – Spartan-6 FPGA Family." Hoja de datos técnica, Digi-Key Electronics. [Online] Available: https://www.digikey.com.mx/es/htmldatasheets/production/623728/0/0/1/xc6slx45t-2fgg484i.

[8] STMicroelectronics. "STM32F429ZI – High-performance STM32F4 MCU with DSP and FPU instructions." [Online] Available: https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f429zi.html

[9] J. D. Gibson, Ed., The Communications Handbook, 2nd ed., CRC Press, 2002.

ISBN 978-631-90145-3-2 - Congreso Argentino de Sistemas Embebidos CASE 2025 - 31 de julio al 1 de agosto

Simulador óptico de detonación de cordón detonante basado en FPGA

Silvano R. Rossi[1-2], Matias R. Simonet Faraldo[1], Roberto J. de la Vega[1], Franco E. Déber[1]
[1]*Dpto. Ing. Electromecánica - Núcleo INTELYMEC, Facultad de Ingeniería, UNCPBA*
Olavarría, Argentina
{srossi, rjdlv, fdeber}@fio.unicen.edu.ar; simonet1998@outlook.com.ar
[2]*CIFICEN (UNCPBA-CICPBA-CONICET)*
Olavarría, Argentina
srossi@fio.unicen.edu.ar

***Resumen*—En este trabajo se presentan los aspectos más importantes del desarrollo de un sistema simulador óptico, basado en FPGA, que permite generar señales luminosas en el rango del espectro visible, en cada una de sus salidas. Además, el equipo permite generar patrones de tiempo. Con estas condiciones el sistema puede utilizarse para contrastar un medidor de velocidad de detonación (VOD) de cordones detonantes, basado en el método punto a punto. El equipo comprende un dispositivo FPGA que permite la implementación de un sistema multicanal, fácilmente escalable y un microcontrolador que maneja el interfaz de usuario. Este dispositivo fue desarrollado en respuesta a un requerimiento de una empresa fabricante de cordones detonantes, para disponer de un dispositivo para realizar el contraste de un instrumento medidor de VOD desarrollado en una fase previa a este proyecto.**

Palabras clave—velocidad de detonación, cordón detonante, FPGA, contraste

I. INTRODUCCIÓN

El uso de explosivos está ampliamente extendido en las industrias minera y petrolera, entre otras, siendo imprescindibles para estas que puedan llevar a cabo sus operaciones [1], [2]. Los explosivos industriales se presentan en una amplia variedad de formatos y configuraciones. En dicho contexto es relevante la medición de la velocidad de detonación (VOD) de un explosivo, dado que su valor indica la velocidad a la cual se propaga el frente de onda de detonación a través de una carga explosiva, siendo un indicador directo de su desempeño y calidad [3]. Su correcta medición es relevante tanto para fabricantes como para usuarios de cargas explosivas industriales.

Dentro de la gama de cargas explosivas y sus accesorios, los cordones detonantes son tubos flexibles que contienen material explosivo de alto régimen en su interior, utilizados para iniciar detonadores y también como medio para conectar otras cargas explosivas, con VOD mínimas del orden de los 6.000 m/s, pudiendo alcanzar velocidades mayores a los 7.000 m/s [4-7]. Estas VOD son considerablemente elevadas y hacen que el cordón detonante explote casi instantáneamente para las longitudes utilizadas en la práctica, garantizando la detonación simultánea, aplicable, por ejemplo, a la sincronización de varias cargas, aunque éstas se hayan colocado a diferentes distancias del punto de iniciación [8]. Existen diferentes métodos y equipamientos para la medición de la VOD [9], [10].

En particular, en los medidores que utilizan el método punto a punto, las mediciones se realizan utilizando el sensado óptico de la detonación mediante cables de fibra óptica dispuestos en diferentes puntos del explosivo.

La VOD se obtiene entonces midiendo el tiempo que tarda el frente de onda de choque (onda de detonación) en viajar de una fibra a otra (punto a punto) y conociendo la distancia que las separa.

Estos dispositivos deben ser contrastados periódicamente mediante un instrumento patrón para verificar que las mediciones no presenten errores o desviaciones mayores a las estipuladas en sus especificaciones de fabricación.

Más allá de los sistemas comerciales, la alternativa de desarrollos de dispositivos de bajo costo para la calibración de instrumentos medidores de VOD ha sido poco explorada. En [11] se desarrolló un método para la calibración de un temporizador electrónico para la medición de VOD, describiendo la configuración y las condiciones de medición. La comparación se realizó usando un cordón detonante como fuente de luz y un osciloscopio digital como referencia. En [12], se desarrolló un dispositivo basado en microcontrolador capaz de crear dos o más pulsos de luz con un retardo de tiempo de precisión en un rango de microsegundos a varios segundos. No obstante, no se tiene registro de este tipo de sistemas basados en FPGA, constituyendo el principal aporte de este trabajo, para cumplir el requerimiento de contrastación de medidores de VOD en el orden de los 7000 a 8000 m/s.

En este trabajo se presentan los aspectos más importantes del desarrollo de un sistema simulador óptico, basado en FPGA, que permite generar señales luminosas en el rango del espectro visible, en cada una de sus salidas, simulando el efecto de la detonación en diferentes puntos de un cordón detonante. Para ello, el dispositivo también permite generar un patrón de tiempos, haciendo que dichas señales luminosas se produzcan en los tiempos definidos por el usuario, dentro de un rango preestablecido. Bajo estas condiciones el equipamiento desarrollado puede ser utilizado para contrastar un medidor de VOD que emplee el método de medición punto a punto, basado en fibras ópticas.

Este desarrollo se realizó en respuesta a una solicitud de una empresa fabricante de cordones detonantes con certificación ISO 9001:2015, para contrastar un medidor de VOD previamente desarrollado por los autores del presente trabajo [13]. El requerimiento de la empresa surgió debido a la ausencia de este tipo de dispositivos a nivel nacional y en gran parte de Latinoamérica.

El artículo está organizado de la siguiente manera: en la Sección II se describe brevemente el método punto a punto para la medición de VOD, los aspectos centrales del simulador óptico desarrollado y su descripción funcional; en la Sección III se muestran los resultados obtenidos y en la Sección IV se presentan las conclusiones del trabajo.

II. Descripción del Sistema

A. *Medición de VOD Mediante el Método Punto a Punto*

El instrumento medidor de VOD desarrollado previamente a este proyecto fue transferido a una empresa fabricante de explosivos para uso industrial [13]. El instrumento emplea el método de medición punto a punto, mediante cables de fibra óptica para detectar y transmitir la señal luminosa generada por el frente de onda de choque, de acuerdo al esquema mostrado en la Fig. 1. El primer cable de fibra óptica dispuesto en el cordón detonante señala el inicio del contaje de tiempo y la última fibra, fijada a una distancia conocida en el cordón, lo detiene. La distancia conocida entre los puntos de medición (Δd_x), dividida por la diferencia de tiempo entre las señales transmitidas por las fibras ópticas, proporciona el valor de la VOD de cada segmento. El tiempo máximo medible es de 999, 9 µs, con una resolución de tiempo de 100 ns ± 20 ns. El instrumento es capaz de medir hasta cuatro tiempos de recorrido, lo que equivale a cinco puntos, y calcular sus velocidades. La obtención de valores diferentes de VOD en un mismo ensayo de campo indica la presencia de un defecto o un problema de calidad del explosivo.

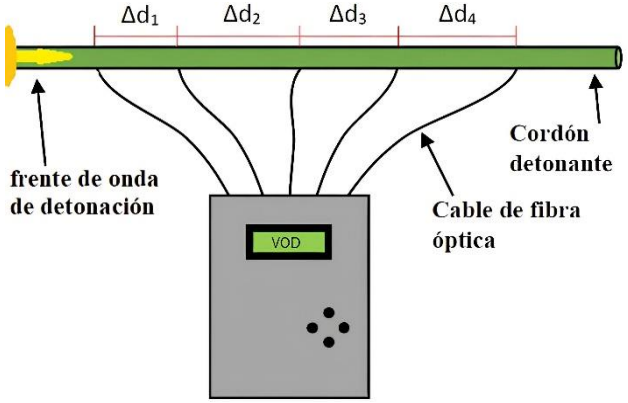


Fig. 1. Medición de VOD medinte el método punto punto.

B. *Simulador Óptico de Detonación (SOD)*

En la Fig. 2 se muestra el diagrama en bloques del SOD. El sistema está compuesto por un host, un teclado, un display, un sistema digital (SD) para el procesamiento de las señales recibidas, un sistema emisor de pulsos (EP) y las salidas para conexión de las fibras ópticas (FOn). El SD se implementó mediante una FPGA y el host mediante un microcontrolador. Se eligió esta alternativa, por similitud con la arquitectura del medidor de VOD previamente desarrollado. El host basado en microcontrolador permite facilidad y versatilidad en las posibles modificaciones del software, de acuerdo a las necesidades del usuario. Para el SD se empleó un dispositivo FPGA de la empresa Altera, familia Cyclone II, soportado por una placa modelo EP2C5T144I8 miniboard genérica. Para la descripción del hardware se utilizó lenguaje VHDL. A fin de minimizar problemas de sincronismo y latencia, se partió de una descripción VHDL a nivel de transferencias de registros (RTL), para obtener una síntesis del hardware más optimizada. Tanto para la descripción como para la configuración del hardware del SD se utilizó la herramienta Quartus® II versión 13.0.0 Web Edition. El módulo UART se implementó mediante descripción HDL pública. El host se implementó por medio de un microcontrolador MSP430G2553IN20 de Texas Instruments. Como entorno de desarrollo de software se utilizó Code Composer Studio™.

Por otro lado, se definió una interfaz hombre-máquina mediante una pantalla de 4 líneas x 20 caracteres y un teclado compuesto por cinco pulsadores con las siguientes funciones: ENTER para aceptar o continuar, ARRIBA para incrementar los dígitos en el menú de ingreso de tiempos, ABAJO para decrementar los dígitos en el menú de ingreso de tiempos, IZQUIERDA para el desplazamiento hacia la izquierda entre los dígitos en el menú de ingreso de tiempos y DERECHA para el desplazamiento hacia la derecha. Estos últimos dos también sirven para seleccionar un ensayo y guardarlo.

C. *Descripción Funcional*

El SD recibe del host las tramas de datos que contienen los valores de tiempo, las procesa y emite las señales de pulso hacia el sistema EP, que produce los pulsos de luz direccionados a las fibras ópticas conectadas en su salida (FOn). Para la emisión de los pulsos de luz se seleccionaron 5 diodos AVAGO SFH757V de alta velocidad, que emiten luz en el orden de los 650 nm.

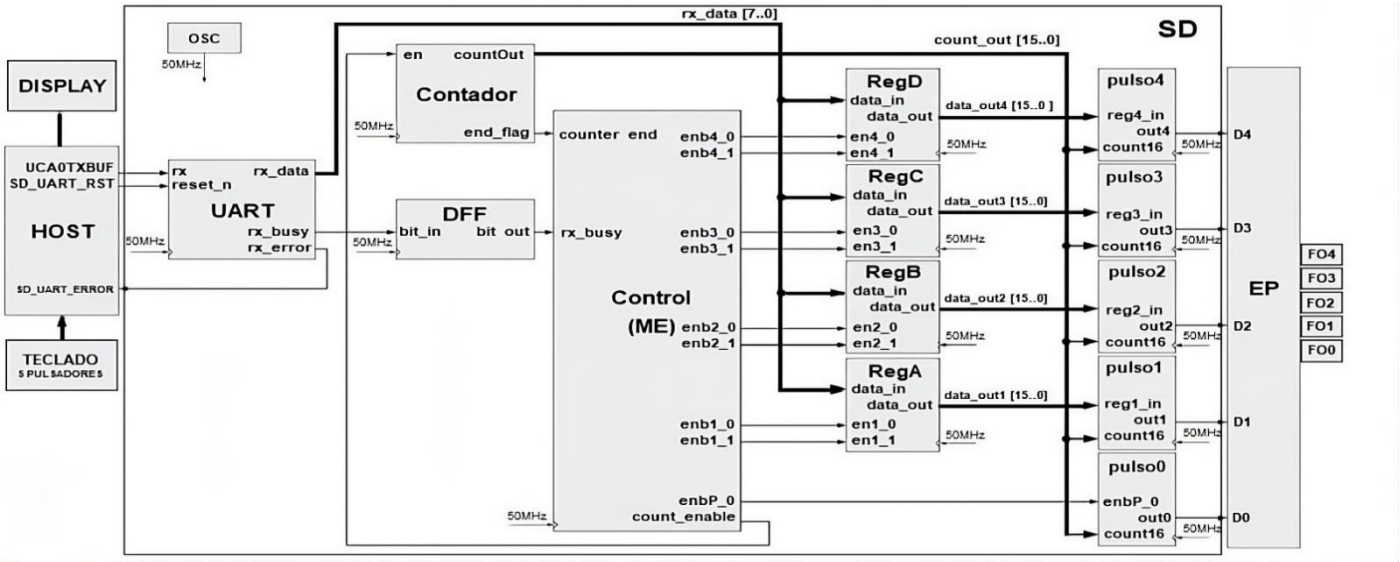


Fig. 2. Diagrama en bloques del SOD.

El orden de valores de VOD en cordones detonantes hace que su medición sea un desafío en términos de exactitud en la medición de los tiempos involucrados en el proceso. Por eso, el SD está compuesto por diferentes bloques funcionales, con un reloj interno de 50 MHz, para lograr una velocidad de ejecución acorde a los requerimientos planteados.

Al comenzar el ensayo, el host se comunica con el SD para enviar los valores de tiempo empleando 2 bytes (más y menos significativos respectivamente), mediante comunicación UART. En el SD los tiempos se representan por vectores lógicos de 16 bits (representación desde 0 hasta 65.535), permitiendo trabajar con la resolución especificada de 0,1µs hasta un máximo de 1310,7µs (65.535 x 20 ns). Por razones de diseño, se limitó dicha capacidad hasta el máximo especificado de 999,9 µs.

El bloque UART se encarga de la recepción de los bytes en conformidad con los parámetros definidos (paridad, tipo de paridad y tasa de transferencia de datos (9.600 bits/s)). Mientras la recepción se encuentra activa se emite una señal de aviso *rx_busy*. En caso de error de paridad se emite la señal de error hacia el bloque host (*rx_error*). La UART puede ser reiniciada a través de la señal *reset_n* desde el host. La señal *rx_busy* se dirige hacia un bloque flip-flop tipo D (DFF), se sincroniza con el reloj del SD y se envía hacia la máquina de estados (ME). Con dicha señal activa la ME inicia su ejecución habilitando el guardado de los vectores de datos (*rx_data [7...0]*) en cada uno de los bloques de registro (regX) de forma secuencial en función de la recepción de cada byte. A través de la ME se habilita primero el registro del byte menos significativo (enbn_0) y luego el del byte más significativo (enbn_1), de cada bloque, concatenándose ambos bytes para obtener el valor de tiempo de 16 bits (*data_outn [15...0]*). Completado el proceso de recepción y registro de datos, la ME habilita al bloque pulso0 mediante la señal *enb_P0* y al bloque contador por medio de la señal *count_enable*. A continuación, se emite la señal del pulso inicial (*out0*) que marca el inicio de cuenta, mientras que el contador de 16 bits se ejecuta y envía en simultáneo cada valor de la cuenta (*count_out [15...0]*) hacia cada uno de los bloques comparadores pulsoN, que emiten los pulsos de salida (*outN*). En el bloque EP del dispositivo, estos pulsos se convierten en señales luminosas para ser captadas por las fibras ópticas. Dichos bloques comparan el valor de la cuenta con el valor del registro correspondiente (*regn_in*) y, cuando ambos valores son equivalentes, se emiten las señales de pulso (3,3 V) de salida (*outN*) durante el tiempo definido en base a la cantidad de ciclos configurado. Al finalizar la cuenta, el contador envía una señal a la ME (*end_flag*) y esta vuelve al estado inicial, llevando la señal de fin de cuenta a un estado alto.

En términos de recursos se usaron 212 de los 4.608 elementos lógicos disponibles de la FPGA (5%), 172 de los 4.608 registros lógicos dedicados (4%) y 11 de los 89 pines (12%) de entrada/salida. Esto indica que un dispositivo de gama baja/media como el Cyclone II - EP2C5T144I8 emplea un bajo porcentaje de sus recursos, pudiendo escalarse fácilmente sin necesidad de cambio para esta aplicación.

III. Resultados

A. Aspectos de Montaje y Especificaciones del SOD

En la Fig. 3 se muestran las partes constitutivas del SOD pudiéndose apreciar también algunos aspectos elementales del montaje. En la Tabla I se resumen las principales especificaciones técnicas del dispositivo desarrollado.

Fig. 3. Partes constitutivas del SOD.

TABLA I. Especificaciones Técnicas del SOD

Parámetro	Especificación/valor
Dimensiones	Largo: 15,5 cm; Ancho: 18 cm; Alto: 7,7 cm
Alimentación	9 Vdc (conexión fuente switching o batería)
Canales de salida	5 conectores de salida para fibra óptica
Tipo de fibra óptica compatible	Plástica con núcleo de polimetilmetacrilato (PMMA) de 1000 µm de diámetro y revestimiento de polímero fluorado de 2,2 mm de diámetro
Tiempo máximo configurable	999,9 µs
Resolución de tiempo	100 ns ± 20 ns
Memoria	Capacidad de almacenamiento de 3 ensayos
Exactitud	1% FE

B. Determinación del Error de Instrumental del SOD

Para obtener la especificación de error de instrumental cometido por el SOD se procedió a realizar un ensayo de contraste, comparándolo con un instrumento de medición patrón. Para ello se utilizó un contador digital de tiempo marca Fluke® modelo PM6666 de 9 dígitos, calibrado y configurado en el modo de medición de intervalo de tiempo A, B, para poder medir el tiempo entre una pendiente positiva en el canal A y una pendiente positiva en el canal B del instrumento. En este modo se puede producir una diferencia de hasta 4 ns entre dichas señales, por lo que se puede esperar un error de hasta 4 ns en las mediciones. La metodología del ensayo (Fig. 4) consiste en conectar la entrada A del contador de tiempo en el pin *out0* del SD, donde se emite la señal de pulso inicial en el tiempo 0 ns y conectar la entrada B en los pines restantes (*out1* a *out4*), donde se emiten las señales de pulso de salida en los valores de tiempo configurados. El canal B se conecta de forma alternada en cada pin al efectuar cada medición, de forma tal de obtener las mediciones de los cuatro pines con un mismo valor de tiempo configurado.

Luego se obtiene el error absoluto (E_{abs}) en la medición mediante (1) y el error relativo porcentual ($\varepsilon_{rel(\%)}$) utilizando (2):

$$E_{abs} = tc - tp \quad (1)$$

$$\varepsilon_{rel(\%)} = (E_{abs} / tp) \times 100 \quad (2)$$

Siendo tc el tiempo configurado en el SOD y tp el tiempo medido con el patrón de medición, respectivamente. Para un mismo valor de tc se miden 4 tp y se calcula en cada caso el error absoluto y el error relativo, tomándose el mayor E_{abs} cometido. El ensayo se repite con valores de tc fijados en distintos intervalos de tiempo.

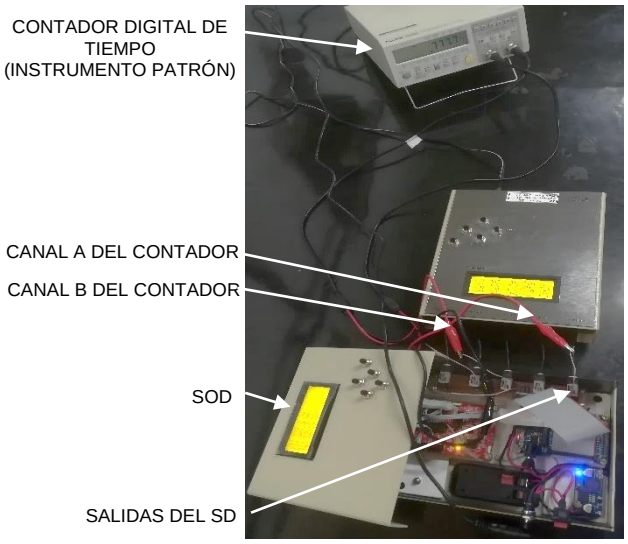


Fig. 4. Contraste del SOD con un contador de tiempo patrón.

En la Fig. 5 se muestra la curva de error absoluto obtenida, que permite conocer el error que se presenta en la medición para cada valor de tc. En el tiempo 0 el E_{abs} es igual a 4 ns. Luego el E_{abs} fue de 5 ns con un tc de 0,5 µs y el mayor valor fue de 24 ns con un tiempo configurado de 1000 µs. El mayor ε_{rel} registrado en los ensayos fue del 1 %, determinando así una exactitud de 1% referido a fondo de escala (FE).

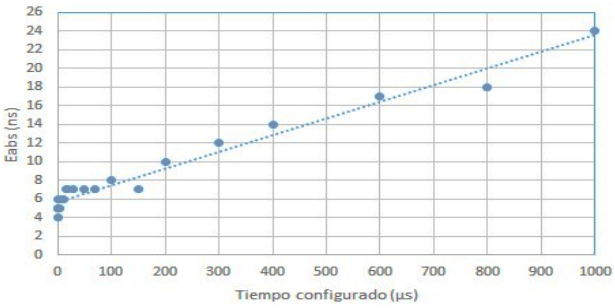


Fig. 5. Ensayo de contraste del SOD. Curva de error absoluto.

C. *Ensayo de Contraste de un Medidor de VOD*

En la Fig. 6 se muestra la fotografía de un ensayo de contraste donde intervienen el instrumento patrón (SOD) a la izquierda y el medidor de VOD (instrumento a contrastar), a la derecha. En dicha figura pueden observarse las fibras ópticas conectadas entre ambos instrumentos. El procedimiento general de ensayo consiste en definir los 4 tiempos requeridos en el SOD, ingresándolos por medio del teclado (patrón de tiempos), para luego iniciar el ensayo. En el medidor de VOD pueden observarse los valores de tiempo medidos, luego de finalizado el ensayo.

IV. Conclusiones

Se desarrolló un simulador óptico de detonación que permite simular las condiciones de una onda de choque que se produce al detonar un cordón detonante. El dispositivo permite generar un patrón de tiempos en el que se producen los pulsos de luz. Se utiliza como instrumento para realizar el contraste de un medidor de VOD basado en el método punto a punto. El instrumento desarrollado puede utilizarse para medir tiempos desde los 5 µs hasta los 999 µs, considerando un error porcentual máximo del orden del 1 % en la medición.

El diseño del hardware realizado permite la escalabilidad del sistema para ampliar, de ser necesario, la cantidad de canales, reutilizando la descripción del hardware realizada.

Fig. 6. Ensayo de contraste de medidor de VOD.

El SOD ha sido transferido a la empresa adoptante para la realización de contrastes de medidores de VOD en campo.

Agradecimientos

Este trabajo fue realizado con el financiamiento y apoyo de la Empresa Explosivos Tecnológicos Argentinos S.A. viabilizado mediante un protocolo de desarrollo tecnológico entre la empresa y la UNCPBA.

Referencias

[1] E. Thompson Brantson, T.F. Appiah, I. Alhassan, G.M. Dzomeku, E.O. Boateng, B. Takyi, S. Sibil, E.K. Duodu and A.K. Kobi, "A comprehensive review of traditional, modern and advanced presplit drilling and blasting in the mining and construction industries," *Journal of Petroleum and Mining Engineering*, Vol. 25, no. 2, pp. 87-97, March 2024, https://doi.org/10.21608/jpme.2024.208017.1161

[2] J. Yernaidu, V.K. Patel and A.K. Tripathi, "An overview of explosive energy utilization in mining," *International Research Journal of Engineering and Technology*,Vol. 9, no. 6, pp. 1110-1112, June 2022.

[3] S. Saran, A.K. Bal and M.K. Jha, "Comparative study of confined velocity of detonation (VOD) of ANFO & SME-A case study," *Minetech*, vol. 42, no. 1, pp. 7-13, Jan-March 2021.

[4] K. Podoliak, "The evolution of detonator," Dyno Consult, New Leader's Conference, Dyno Nobel, Apr. 2004. Available at: https://oldcooperriverbridge.org/docs/dyno_nobel_shock_tube.pdf

[5] V. Bacauanu, "High energy materials," MacMillan Research Group, Group Meeting, July 2019.

[6] M.X. Zhang, P.E. Eaton and R. Gilardi, "Hepta- and octanitrocubanes," *Angewandte Chemie International*, Vol. 39, no. 2, pp. 401-404, Jan 2000.

[7] A. Hawass and T.a Elshenawy, "Safety and performance for different high explosives in oil mining industry," *International Journal of Industry and Sustainable Developmentl*, Vol. 4, no. 1, pp. 90-95, June 2023.

[8] G. Liu, "Microstructure and mechanical properties of tin-based alloys for miniature detonating cords,". Doctoral Thesis, College of Engineering, Design and Physical Sciences, Brunel University London, United Kingdom, 2019.

[9] C.A. Zúñiga-Arrobo, C.A. Rojas-Villacís, C.D. Rosero-Padilla, L.G. Fernández-Suárez, J.P. Idrovo-Palomeque, "Velocidad de detonación del explosivo, vibración y ruido en pequeña minería subterránea, Zaruma – Ecuador," *FIGEMPA: Investigación y Desarrollo*, Vol. 17, no. 1, pp. 26-42, 2024. https://doi.org/10.29166/revfig.v17i1.4634

[10] J. Pooley, E. Price, J.W. Ferguson and M. Ibsen, "Optimised chirped fibre bragg Gratings for detonation velocity measurements," *Sensors*, Vol. 19, pp. 2-15, July 2019. https://doi.org/ doi:10.3390/s19153333

[11] M. Dobrilović, V. Bohanek, V. Škrlec, S. Stanković and I. Dobrilović, "Velocity of detonation measuring device calibration method" *Proc. of 11th Int. Carpathian Control Conference*, Eger, Hungary, May 26-28, 2010. pp. 285-288.

[12] D. Kuhinek, T. Bratko, H. Vukošić and I. Gavranić, "Development of a reference device for the calibration of optical one-shot time-interval measurements," *Electronics*, Vol. 12, no 439, pp. 1-14, Jan. 2023. https://doi.org/10.3390/electronics12020439

[13] S.R. Rossi, R.J. de la Vega and F.E. Déber ,"Sistema basado en FPGA para la medición de velocidad de detonación en cordones detonantes," *Revista Elektron - UBA*, Vol. 8, no 2, pp. 54-60, Dec. 2024, https://doi.org/10.37537/rev.elektron.8.2.198.2024

Categoría

Foro Tecnológico

Implementación de SE

Área Temática

Utilización de cupones para la puesta en marcha, capacitación y entrenamiento en líneas de ensamblaje SMD

Sergio Guberman, Diego Brengi, Gustavo Rodríguez, Marcelo Acevedo y Salvador Tropea
Departamento de Integración de Sistemas Micro y Nanoelectrónicos
Dirección Técnica de Micro y Nanotecnologías
Instituto Nacional de Tecnología Industrial
Buenos Aires, Argentina
Email: {sguberman, brengi, grodriguez}@inti.gob.ar

***Resumen*—En este trabajo se presenta la utilización de "cupones" de prueba para realizar la puesta en marcha, calibración y ajuste de líneas de ensamblaje de tecnología de montaje superficial (SMT). La experiencia se realizó en dos líneas diferentes: La Planta Piloto de armado en el INTI, y la línea SMT de la empresa Pixart S.A.**

Los cupones han demostrado su utilidad para medir y comparar aspectos clave como la repetibilidad en la aplicación de pasta de estaño, la precisión en el posicionamiento automático de componentes y la calidad de la soldadura en cada línea. También han sido de gran importancia para brindar capacitación a los técnicos y operarios, por ejemplo en la configuración del equipamiento, conceptos de inspección, y para refinar los procedimientos en general, fomentando la adopción de buenas prácticas de manufactura tanto en entornos industriales como en ámbitos de investigación y formación.

***Palabras clave*—PCB, circuitos impresos, diseño, cupón, montaje, ensamblaje, SMT, montaje superficial, caracterización, entrenamiento**

I. Introducción

Los cupones de prueba pueden ser herramientas valiosas para la calibración de los equipos que conforman las líneas de ensamblaje de tecnología de montaje superficial (SMT) [1] [2]. A través del uso de estos cupones, se puede verificar y comparar parámetros como la precisión en el posicionamiento o la calidad de la soldadura, evaluando máquinas y procesos, así como también permiten entrenar a operadores en la detección temprana de defectos de soldadura, y reforzar la adopción de buenas prácticas de manufactura por parte de los diseñadores.

II. Diseño de cupones

Los circuitos electrónicos suelen tener una gran variedad de componentes electrónicos. Es por este motivo que, para esta primera experiencia, se decidió armar una placa de prueba con varios encapsulados diferentes.

Basándonos en los diseños de cupones ya presentados anteriormente [2], se diseñaron dos cupones adicionales (MIX-01 y MIX-02) con el objetivo de agregar distintos tipos de encapsulados. En la placa de pruebas fabricada finalmente se combinaron tres cupones:

- **Cupón MIX-01:** Contiene encapsulados del tipo 0402, SOD80C/MiniMELF, SOT23, SOIC-14, BGA-48 (Ball Grid Array), BGA 256 y BGA-324.
- **Cupón MIX-02:** Contiene encapsulados del tipo 0805, 0603, 0402 y 0201.
- **Cupón DO-214AC-SO8:** Contiene encapsulados DO-214AC y encapsulado SO8.

Cada uno de estos cupones tiene un tamaño de 10x3 cm, esta diseñado con KiCad [3] [4] y pensado para fabricarse en una sola capa (simple faz).

La documentación y los archivos de fabricación de cada cupón fue generada automáticamente con la herramienta KiBot, implementando metodologías CI/CD en el entorno que provee GitHub [5] [6] [7] [8]. Esta herramienta permite controlar el flujo de trabajo, automatizando tareas como la verificación ERC y DRC, generación de archivos gerber, listado de materiales y vistas 3D.

III. Panel de prueba

El tamaño y la forma de los cupones diseñados tienen como objetivo que los mismos resulten fáciles de ubicar en los bordes de un panelizado, o que puedan combinarse fácilmente entre sí para obtener un panel de prueba.

Para este caso de aplicación se utilizó una combinación de los tres cupones mencionados anteriormente, para lograr la mezcla adecuada de encapsulados y el grado de dificultad requerida en un único panel de pruebas.

En la Figura 1 se muestran las dimensiones del panel resultante. Este panel fue confexionado y fabricado por una empresa argentina [9] en material FR4, espesor de 1,6 mm y utilizando una terminación HASL (Hot Air Solder Leveling). Cada panel tuvo un costo aproximado de 4,5 dólares en un lote de 70 unidades. En la Figura 2 se observa el panel fabricado.

IV. Dos casos de aplicación y estudio

Utilizando el mismo panel, se realizaron pruebas en dos líneas de ensamblaje SMT. Mencionamos a continuación estos casos de aplicación.

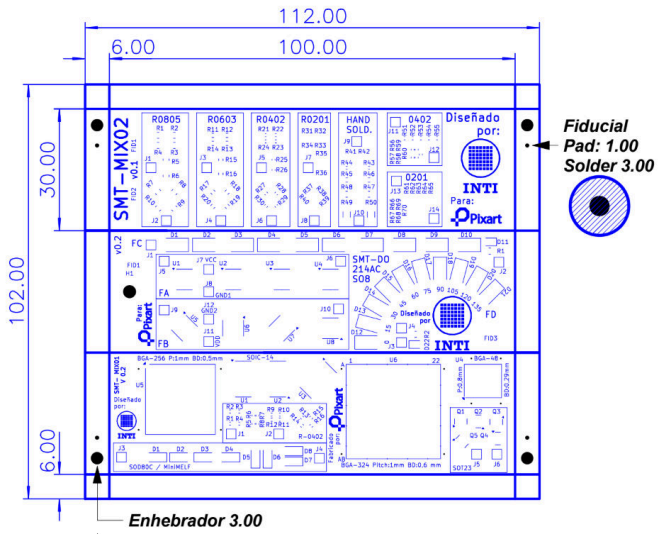


Figura 1. Dimensiones del panel de prueba, realizado con la combinación de tres cupones.

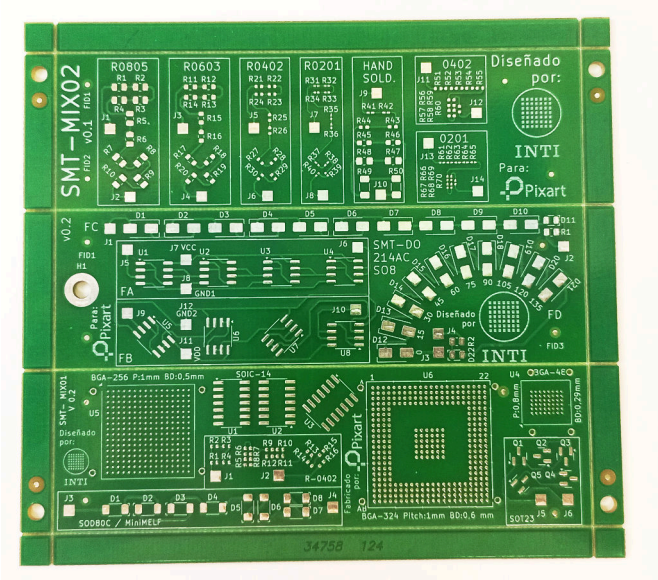


Figura 2. Foto del panel conformado por tres cupones. La placa contiene componentes 0201, 0402, 0603, SOIC-14, SOT-23 y BGA entre otros.

IV-A. Planta Piloto de armado en INTI

En el área de Micro y Nanotecnologías del INTI funciona una planta piloto para el prototipado de circuitos impresos [10] que posee equipamiento para el armado, inspección y retrabajo en baja escala, enfocada en la producción de los primeros prototipos de un producto o sistema electrónico, y también en actividades de capacitación. Los equipos involucrados en esta línea son (Ver Figura 3):

- Impresora para stencil modelo NeoDen FP2636 (manual).
- Pick and Place modelo LE40V de la firma DDM Novastar.
- Horno de refusión modelo GF-12HC-HT de 3 zonas, de la firma DDM Novastar.

Figura 3. Línea SMT de prototipado en INTI. De izquierda a derecha: Pick and Place y horno de refusión.

IV-B. Línea de armado en Pixart S.R.L.

La empresa Pixart [11], en su planta ubicada en la Plaza Industrial de Escobar, provincia de Buenos Aires, posee dos líneas de montaje superficial, una de alto volumen y otra de volumen medio. Para este estudio se utilizó esta última línea, la cual esta conformada por el siguiente equipamiento (Ver Figura 4):

- Impresora para stencil modelo G5 de la firma GKG (automática).
- Pick and Place modelo HW-T6-64F de la firma Beijing Huawei SMT Electronic Technology.
- Horno de refusión modelo 1000M de 10 zonas de la firma Shenzhen Shengdian Electronic Equipment.

Figura 4. Línea SMT en Pixart S.R.L. De izquierda a derecha: Impresora de stencil, Pick and Place y horno de refusión.

V. Resultados

La puesta en marcha de una línea de ensamblaje involucra un gran despliegue técnico y varias horas de trabajo. Podemos mencionar algunas de las actividades que son necesarias realizar:

- Manejo de placas y componentes.
- Limpieza e instalación del stencil.
- Selección y manejo de la pasta de estaño.
- Gestión de stock de componentes electrónicos y carga de los mismos (rollos y bandejas) en la Pick and Place.

- Carga de la información y secuencia de posicionamiento para la Pick and Place, incluyendo el manejo de fiduciales.
- Selección y configuración del perfil de temperatura, con sus pruebas asociadas.
- Controles de proceso e inspección en cada etapa y en el resultado final, como por ejemplo el uso de microscopios o sistemas AOI (Automated Optical Inspection).
- Mantenimiento de los equipos.
- Protocolos de seguridad, gestión de la calidad y sistemas de trazabilidad.
- Conocimiento y consulta de normas, como por ejemplo la IPC-A-610 [12] entre otras.

Se fabricaron varios paneles en ambas líneas de armado, con el personal técnico propio de cada una de ellas. En la Figura 5 se muestra un panel armado. En las Figuras 6, 7, 8 y 9 se pueden observar sectores de los cupones correctamente soldados.

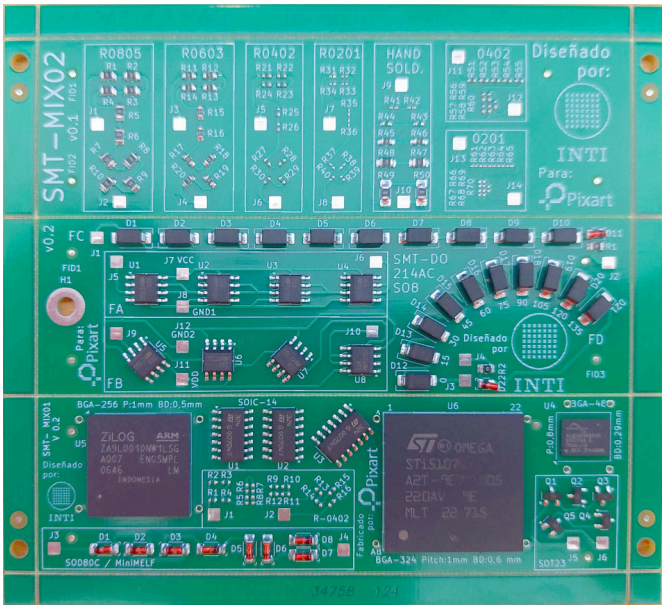


Figura 5. Foto de un panel armado.

Se realizaron varios simulacros, obteniendo en cada uno de ellos aspectos a mejorar, ajustar y calibrar. A modo de ejemplo se puede mencionar que, en una de estas prácticas, se cargó erróneamente un componente en la Pick and Place debido a un error de interpretación del técnico. En la Figura 10 se observa esta situación, donde se ve un diodo MiniMELF en el lugar de un led tamaño 0805.

VI. Conclusiones

Continuando el trabajo iniciado en el año 2024, se utilizaron con éxito los cupones diseñados, combinando tres de ellos para obtener un panel para la puesta en marcha, prueba, evaluación y caracterización de dos líneas distintas de armado de montaje superficial. La utilización de un panel de pruebas cumple, entre otros, con los siguientes objetivos:

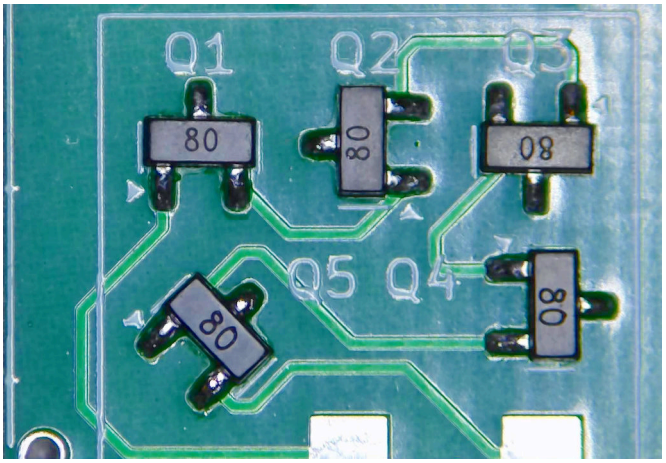


Figura 6. Componentes SOT-23 soldados en el cupón.

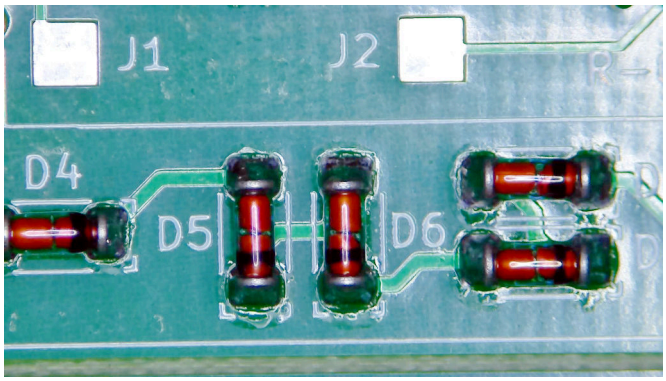


Figura 7. Componentes MiniMELF soldados en el cupón.

- Tener una placa diversa en componentes para poner en marcha una línea.
- Entrenar a los técnicos y operarios en distintas situaciones que se pueden presentar en un caso real.
- Probar el desempeño del equipamiento de la línea.
- Repasar protocolos de trabajo, abordando una producción de prueba.
- Verificar los resultados de todo el proceso, inspeccio-

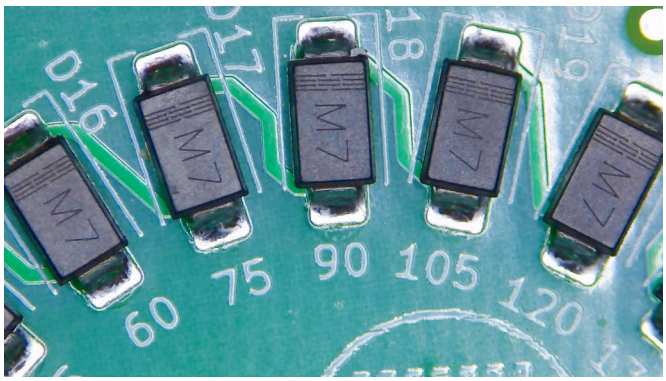


Figura 8. Diodos con encapsulados DO-214AC soldados en el cupón.

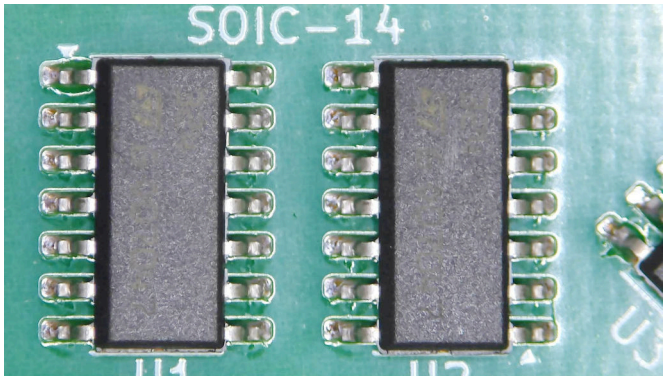


Figura 9. Circuitos integrados con encapsulado SOIC-14 soldados en el cupón.

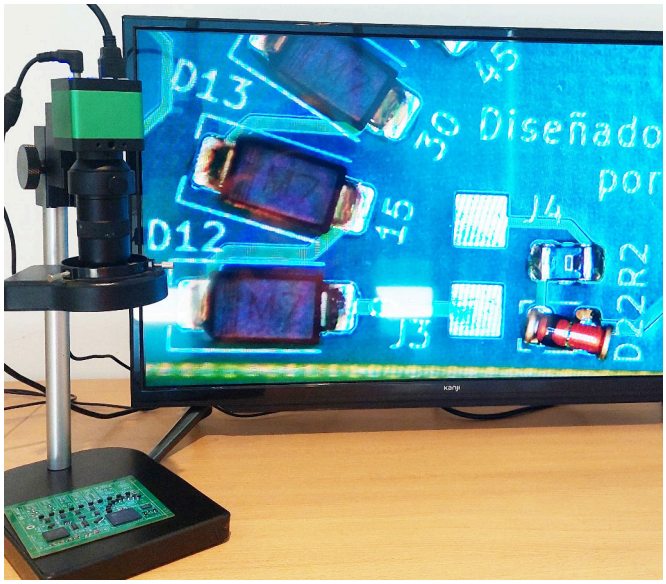


Figura 10. Configuración errónea del componente D22 en la Pick and Place.

nando las placas resultantes, por ejemplo observando la calidad de las soldaduras y detectando errores de posicionamiento.

- Comparar resultados entre distintas líneas de producción, analizando tiempos de proceso y eficiencia.

El análisis de los componentes BGA, presentes en el panel de pruebas, será presentado en otro trabajo, ya que merece un tratamiento particular y detallado.

VII. Trabajo futuro

Como próximo paso se planea incorporar más cupones, por ejemplo para la prueba de componentes como PLCC (Plastic Leaded Chip Carrier), QFP (Quad Flat Package) y QFN (Quad Flat No-Leads). Además se propone realizar placas de prueba con ejemplos de buenas y malas prácticas, con fallas y errores intencionales, de manera de tener una herramienta educativa adicional que refuerce en el diseñador de PCBs los conceptos de Diseño para la Manufacturabilidad (DFM) [13] y Diseño para el armado (DFA).

VIII. Agradecimientos

Agradecemos el apoyo y la confianza depositada en nosotros por parte de la empresa Pixart S.R.L., en especial a Gabriel Ortiz y Juan Pablo Menditto. También debemos mencionar la buena predisposición y colaboración de Alejandro y Marcos Mayer, de la empresa Mayer S.A. Por último, agradecemos a Mike y María de PACE worldwide por donar los kits con los componentes BGA que fueron utilizados en nuestras pruebas.

Referencias

[1] Wikipedia, The Free Encyclopedia, “Surface-mount technology”, en.wikipedia.org/wiki/Surface-mount_technology (accedido el 9 de abril, 2025).
[2] Brengi, D., S. Guberman, G. Rodríguez, and M. Acevedo, “Diseño de placas para entrenamiento y puesta a punto de una línea de ensamble de circuitos impresos con tecnología de montaje superficial”, Congreso Argentino de Sistemas Embebidos 2024, ISBN: 978-631-90145-2-5, pp. 102–105, 2024. Link
[3] “KiCad EDA - Schematic Capture & PCB Design Software”, www.kicad.org (accedido el 6 de mayo, 2024).
[4] Medrano, A., Ángel Serra and Carlos Hernández Soto. “KiCad, Herramienta de Software Libre de Modelado de Circuitos Impresos para el Desarrollo de Hardware”, Revista Ciencia e Ingeniería. Vol. 38, No. 2, pp. 177-186, 2017. ISSN 1316-7081. ISSN Elect. 2244-8780. Universidad de Los Andes (ULA). Link.
[5] S. Tropea, “Generación automática de archivos de fabricación en KiCad”, Congreso Argentino de Sistemas Embebidos 2020, ISBN: 978-987-46297-7-7 , pp. 104–106, 2020. Link
[6] “KiBot, a robot to easier our KiCad journey”, Link (accedido el 9 de abril, 2025).
[7] A. Shmakov, “PCBOps: Applying CI/CD to PCB design projects”, KiCon 2019, 2019. Link (accedido el 9 de abril, 2025).
[8] A. Mahpour, “Continuous integration and deployment in ECAD”, 2020. Link (accedido el 9 de abril, 2025).
[9] Ernesto Mayer S.A, “Mayer Circuitos Impresos”. Link.
[10] Brengi, D., S. Guberman, G. Rodríguez, M. Acevedo, and A. Lozano, “Nueva planta piloto para prototipado e investigación de circuitos impresos”, Congreso Argentino de Sistemas Embebidos 2024, ISBN: 978-631-90145-2-5, pp. 63–66, 2024. Link
[11] Pixart S.R.L, “Pixart Argentina”. Link.
[12] IPC, Association Connecting Electronics Industries, “IPC-A-610, Acceptability of Electronic Assemblies”, versión J, marzo de 2024. Link.
[13] Happy Holden, Clyde F. Coombs; “Planning for Design, Fabrication and Assembly”, Printed Circuits Handbook, Sixth Edition, McGraw-Hill, Chapter 19.1.,2008.

Entrenamiento en soldadura de encapsulados BGA mediante diferentes procesos y tecnologías

Sergio Guberman, Diego Brengi, Gustavo Rodríguez y Marcelo Acevedo
Departamento de Integración de Sistemas Micro y Nanoelectrónicos
Dirección Técnica de Micro y Nanotecnologías
Instituto Nacional de Tecnología Industrial
Buenos Aires, Argentina
Email: {sguberman, brengi, grodriguez, macevedo}@inti.gob.ar

***Resumen*—En este trabajo se presentan las actividades realizadas para el entrenamiento en soldadura e inspección de encapsulados Ball Grid Array (BGA). Para las prácticas se utilizaron diferentes encapsulados, placas y tres escenarios distintos: una línea industrial, una línea de prototipado de bajo volumen y una estación de retrabajo específica para estos encapsulados. Se mencionan algunos aspectos particulares, como los métodos de posicionamiento, y finalmente se emplean imágenes radiográficas para la inspección. La experiencia con esta variedad de escenarios mejora las habilidades del personal involucrado y fortalece sus capacidades para brindar asistencia técnica y cursos prácticos sobre la tecnología BGA.**

***Palabras clave*—BGA, Ball, Grid, Array, PCB, circuitos impresos, montaje, ensamblaje, alineación, inspección, entrenamiento, rayos x**

I. Introducción

Los encapsulados BGA (Ball Grid Array) constituyen una tecnología ampliamente establecida en el sector electrónico, reconocida por su capacidad para soportar una alta densidad de conexiones en poco espacio. Dentro de las alternativas de packages de alta densidad es el que presenta una mejor relación entre costo y facilidad de uso, en comparación con otros tipos de encapsulados como Pin Grid Array (PGA) o Land Grid Array (LGA). Es muy frecuente que los nuevos circuitos integrados, con funcionalidades avanzadas, solamente se consigan con este tipo de encapsulado. Sin embargo, el uso de BGA presenta ciertos desafíos técnicos [1], tanto en el diseño como en relación con la precisión del posicionamiento en el ensamblaje, el perfil de temperatura aplicado, la soldadura y posterior inspección. En Argentina, la adopción de esta tecnología es baja, y son pocas las empresas que tienen diseños y productos que incorporen chips BGA. En un escenario global donde la fabricación y el ensamblaje de dispositivos electrónicos se concentran en países como China, podría parecer innecesario abordar la fabricación local de placas electrónicas con estos encapsulados. Sin embargo, existen varios motivos para hacerlo:

- Aplicaciones sensibles o estratégicas, como sistemas militares o de seguridad nacional.
- Entrenamiento y capacitación en temáticas de DFM (diseño para la manufacturabilidad) y DFA (diseño para el ensamblaje) [2].
- Fabricación de primeros prototipos y ciclos de desarrollo más ágiles (diseño, fabricación, armado y rediseño).
- Tiempos logísticos y control directo del stock.
- Escenarios geopolíticos cambiantes.

En las siguientes secciones se presentan los distintos escenarios de entrenamiento, las actividades realizadas, sus resultados y las conclusiones.

II. Escenarios de entrenamiento

II-A. Chips BGA y placas de prueba

Se utilizaron varios encapsulados BGA (Ver Fig. 1). Sus características principales figuran en la tabla I:

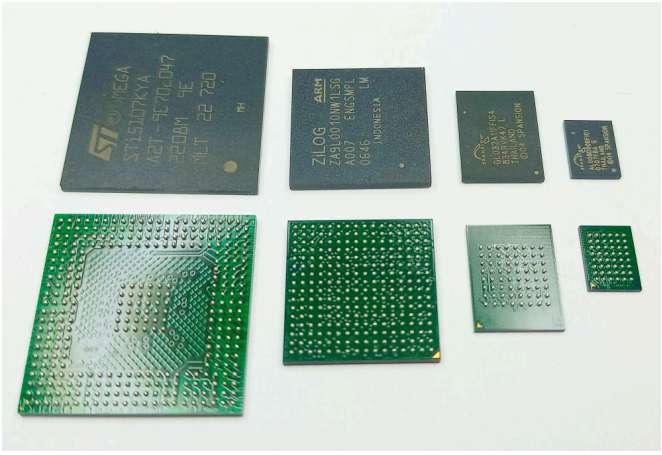


Figura 1. Encapsulado BGA-324, BGA-256, BGA-64 y BGA-48.

Tabla I
Encapsulados BGA utilizados en las pruebas.

Nombre	Nro. bolitas	Pitch	Diámetro bolita
BGA-324	324	1,0 mm	0,6 mm
BGA-256	256	1,0 mm	0,5 mm
BGA-64	64	1,0 mm	0,6 mm
BGA-48	48	0,8 mm	0,29 mm

Con respecto a las placas, se utilizaron placas de diseño propio (Ver Fig. 2), orientadas a evaluar procesos involucrados en una línea de ensamblaje de montaje superficial [3]. También se utilizaron placas de entrenamiento provistas por la empresa PACE.

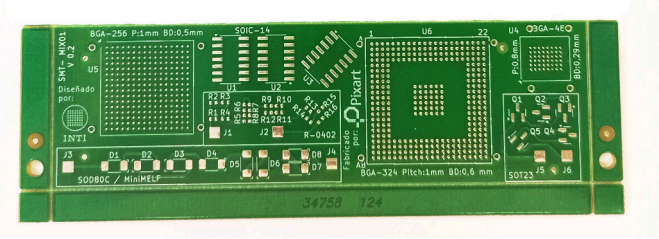


Figura 2. Una de las placas utilizadas para la realización de pruebas de ensamblaje con encapsulados BGA.

II-B. Equipamiento

Las pruebas de soldadura se llevaron a cabo en tres escenarios diferentes:

1. Línea de ensamblaje industrial [4]:
   - Impresora para esténcil modelo G5 de la firma GKG (automática) con un esténcil de acero inoxidable y pasta de estaño con plomo marca ALPHA modelo OM-5300 62Sn/36Pb/2Ag.
   - Pick and place modelo HW-T6-64F de la firma Beijing Huawei SMT Electronic Technology.
   - Horno de refusión modelo 1000M de 10 zonas de la firma Shenzhen Shengdian Electronic Equipment.
2. Línea de ensamblaje para prototipado de baja escala [5]:
   - Impresora para esténcil modelo NeoDen FP2636 (manual) con un esténcil a medida y la misma pasta de estaño que la línea de ensamblaje industrial.
   - Pick and place modelo LE40V de la firma DDM Novastar.
   - Horno de refusión modelo GF-12HC-HT de 3 zonas, de la firma DDM Novastar.
3. Equipamiento especializado para retrabajo (soldadura y desoldadura) de chips BGA con tecnología de calor por infrarrojos (Ver Fig. 3). Se trata de un equipo modelo IR 3000 de la firma PACE, el cual posee un sistema visual de prisma con cámaras, una mecánica muy precisa para el posicionamiento, y cuenta además con un software de control para lograr un correcto perfil de soldadura.

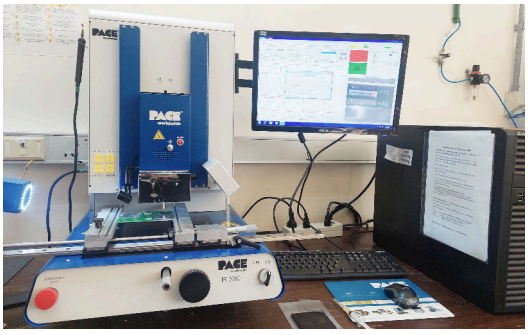


Figura 3. Equipo PACE IR3000 para soldadura y desoldadura de chips BGA.

III. Actividades realizadas

Existen numerosos factores que deben considerarse al utilizar un BGA correctamente, desde la etapa inicial de diseño de PCB hasta la inspección final del mismo. En esta sección se hará foco en algunas de las particularidades que surgieron al abordar las etapas de posicionamiento, soldadura e inspección.

III-A. Posicionamiento con sistema de visión

En la línea de ensamblaje para prototipado se utiliza un equipo pick and place modelo LE40V que tiene un sistema de visión para mejorar la precisión mecánica en la ubicación del componente. Para utilizar este sistema, es necesario configurar previamente un patrón de reconocimiento para un determinado componente. El equipo levanta el componente tomándolo con una boquilla, lo lleva hasta la cámara fija, compara la imagen con el patrón y verifica que esté correctamente posicionado en la boquilla, y en caso afirmativo, lleva el componente a su posición de destino sobre el PCB. En la Fig. 4 se observa cómo el sistema de visión reconoce el patrón, detectando la ubicación de la pieza en relación con la boquilla.

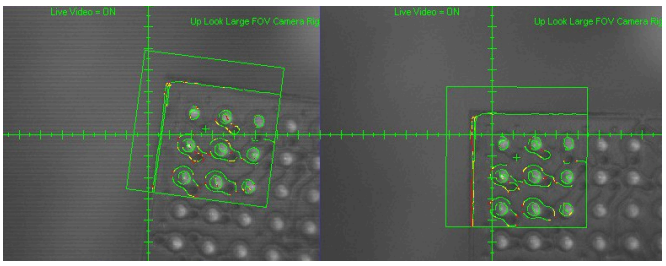


Figura 4. Reconocimiento de patrón en un chip BGA. Con error de posicionamiento (Izquierda). Posición correcta (Derecha).

III-B. Posicionamiento con prisma

El equipo IR-3000 emplea un sistema óptico de superposición de imágenes para posicionar con precisión el componente BGA sobre la placa. Este sistema funciona con un prisma ubicado entre la placa y el componente. La imagen de la placa (huella del BGA) y la imagen del componente (bolitas) se combinan en el prisma y se envían a una cámara, obteniéndose en la PC la imagen superpuesta de ambos. Mediante micrómetros de alta precisión, el operador ajusta la posición del BGA hasta que, en la imagen combinada mostrada en la pantalla de la PC, las bolitas del BGA queden alineadas con los pads de la placa (Ver Fig. 5). En el paso final, se retira el prisma y el chip baja hasta la placa.

III-C. Soldadura

La soldadura de chips BGA se realiza generalmente mediante el sistema clásico de horno de refusión de varias zonas (Ver Fig. 6), configurándolo de manera que se respete el perfil de temperatura que requiere el BGA. En nuestras pruebas, se utilizaron dos hornos distintos, uno de 3 zonas y otro de 10 zonas. Por otro lado, el equipo IR3000 utiliza un sistema de calentamiento infrarrojo superior e inferior, monitoreo de temperatura, y un lazo de control, lo que permite definir en

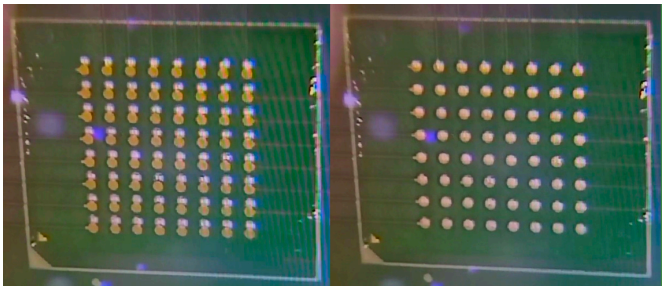


Figura 5. Vista compuesta de un chip BGA-64 y la placa, usando un prisma. Placa y chip desalineados (Izquierda). Placa y chips alineados (Derecha).

el software el perfil térmico específico que se desea aplicar. El proceso de soldadura y las consideraciones de cada caso requieren de conocimientos y experiencia previa. Los detalles de este procedimiento exceden el alcance de este artículo.

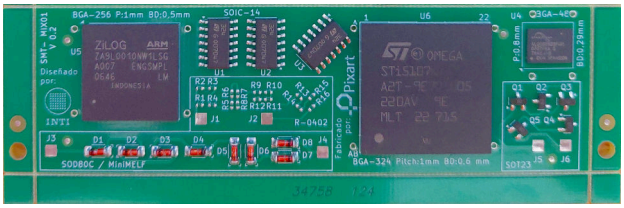


Figura 6. Una de las placas de pruebas con los encapsulados BGA ya soldados.

III-D. Inspección con rayos x

Una de las mayores dificultades en el uso de encapsulados BGA es la imposibilidad de inspeccionar fácilmente todos los puntos de soldadura para verificar contacto eléctrico, ausencia de cortocircuito, calidad de la soldadura, entre otros aspectos. Es por este motivo que se utilizan equipos de rayos X para controlar el proceso e investigar fallas. Para la inspección se utilizó un radiógrafo modelo X5600 de la firma Seamark [6]. Este equipo trabaja fuera de la línea de ensamblaje, tiene un voltaje de operación de tubo entre 40 y 90 kV, y una corriente de tubo entre 10 y 200 μA. Algunas de las imágenes obtenidas se pueden ver en las figuras 7 y 8.

III-E. Realce y superposición de imágenes

Una vez obtenidas las imágenes de rayos X, se plantearon dos modalidades para su tratamiento:

Realce : Utilizando un programa de edición de imágenes se alteran parámetros como brillo, contraste y curva de colores para mejorar la visualización en general, o para resaltar detalles específicos de interés. En la Fig. 9 se muestra un caso donde se quitaron dos bolitas al BGA antes de soldarlo. Alterando la curva de colores se logra limpiar la imagen para que solo queden visibles las bolitas del BGA (estaño), quedando más evidentes las soldaduras faltantes.

Superposición : En esta técnica se superpone una imágen fotográfica de la placa vacía con la imagen radiográfica. Para lograrlo en forma precisa es necesario aplicar transformaciones como escalado, rotación o perspectiva a una de las imágenes. Esta técnica necesita de puntos de referencia en ambas imágenes, para lo cual se colocaron vías (agujeros metalizados) en los alrededores del BGA, debido a que las mismas se visualizan tanto en la foto como en la radiografía. En la Fig. 10 se observa una imagen obtenida con esta técnica (usando la Fig. 7 de base), donde se pueden ver los pads, alineados con las bolitas, además de detalles como la serigrafía. Las "sombras" que se observan alrededor de los pads se deben a la pequeña desalineación entre bolitas soldadas y los pads. Estas imágenes pueden servir para un análisis más detallado cuando la radiografía sola no es concluyente.

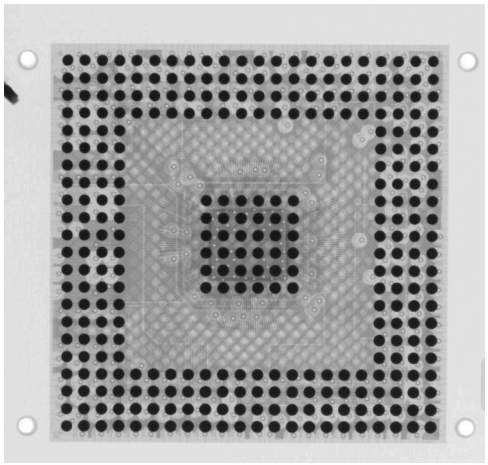


Figura 7. Radiografía del chip BGA de 324 bolitas, soldado en la placa de pruebas.

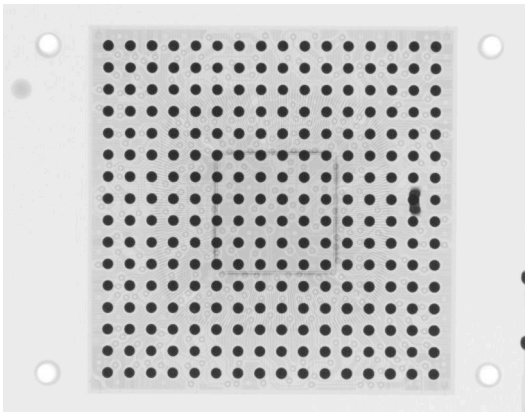


Figura 8. Radiografía del chip BGA de 256 bolitas, soldado en la placa de pruebas.

En todos los casos, se utilizó el software GIMP [7] para la edición de imágenes.

IV. Resultados y Conclusiones

Durante la experiencia de entrenamiento en soldadura e inspección de chips BGA se utilizaron diversos encapsulados, placas de prueba, equipos y métodos para el posicionamiento

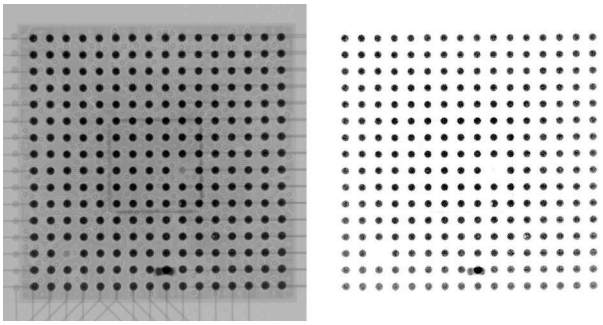


Figura 9. Radiografía de chip BGA de 256 bolitas con dos bolitas faltantes. Imagen sin procesar (izquierda). Imagen postprocesada para realzar la falla (derecha).

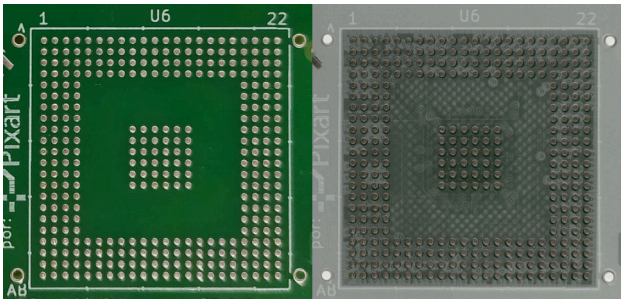


Figura 10. Placa vacía (Izquierda). Radiografía de chip BGA-324superpuesta con una foto de la placa vacía, usando cuatro vías de referencia (Derecha).

y la soldadura. En los tres escenarios analizados con sus diferentes tecnologías, el proceso de soldadura de componentes BGA arrojó resultados aceptables. En todos los casos se utilizaron imágenes de rayos X para observar los resultados. Esta revisión es fundamental para validar los distintos procesos de soldadura, detectar fallos y encontrar sus posibles soluciones.

Con el objetivo de efectuar una comparativa entre ambas líneas de ensamblaje, se trabajó con pasta con plomo, cuya menor temperatura de refusión frente a la pasta sin plomo facilitó la configuración del perfil térmico en los hornos. El análisis comparativo entre dichas líneas revela una diferencia significativa en las competencias requeridas por el personal operativo.

En la línea de ensamblaje industrial, equipada con una impresora de esténciles automatizada y un horno de refusión de diez zonas, el factor clave para el éxito reside en la capacidad del operario para la configuración y optimización de los procesos. La destreza se manifiesta en la parametrización precisa del equipo, como la velocidad de impresión, la presión del squeegee y la separación del esténcil, y en el diseño de perfiles térmicos complejos y estables que garanticen la repetibilidad en miles de unidades.

En contraposición, la línea de prototipado, que utiliza una impresora de esténciles manual y un horno de tres zonas, demanda un conjunto de habilidades marcadamente distintas. Aquí, la pericia manual y agudeza visual del operario se convierten en el eje central del proceso. El éxito del ensamblaje de componentes BGA depende directamente de la precisión en la alineación del esténcil sobre los pads del PCB y de la deposición uniforme de la pasta de soldar. Adicionalmente, la gestión del horno de tres zonas exige un profundo conocimiento práctico para definir un perfil térmico robusto, compensando de esta manera las limitaciones operativas del equipo.

La diversidad de escenarios abordados permitió consolidar conocimientos y perfeccionar las habilidades de todo el personal involucrado, además de facilitar el estudio más profundo de la temática. En conjunto, la experiencia permitió validar procesos, identificar limitaciones operativas y sentar bases sólidas para futuros entrenamientos prácticos con tecnología BGA en entornos locales.

V. Trabajo futuro

Como actividad futura se plantea generar distintos tipos de falla, considerando, por ejemplo, las mencionadas en las normas IPC-A-610 [8] e IPC-7095 [9], para su posterior tratamiento y análisis. También se buscará perfeccionar las técnicas de uso de los equipos de inspección por rayos X y el tratamiento posterior de las imágenes.

Asimismo, se planifica realizar un curso práctico sobre el manejo de chips BGA y fomentar la vinculación con empresas que puedan beneficiarse de la incorporación de esta tecnología.

VI. Agradecimientos

Agradecemos el apoyo y la confianza brindados por la empresa Pixart S.R.L., en especial a Gabriel Ortiz y Juan Pablo Menditto. También destacamos la buena predisposición y colaboración de Alejandro y Marcos Mayer, de la empresa Mayer S.A. Por último, agradecemos a Mike y María, de PACE Worldwide, por la donación de los kits con componentes BGA que fueron utilizados en las pruebas realizadas.

Referencias

[1] Brengi D., Tropea S., Parra V. y Huy C. , “Soldadura, inspección y verificación, en laboratorio, de un prototipo con chip BGA”, II Congreso de Microelectrónica Aplicada (uEA 2011), ISBN: 978-950-34-0749-3, pp. 95–100, 2011. Link

[2] Happy Holden, Clyde F. Coombs; “Planning for Design, Fabrication and Assembly”, Printed Circuits Handbook, Sixth Edition, McGraw-Hill, Chapter 19.1.,2008

[3] Brengi, D., S. Guberman, G. Rodríguez, and M. Acevedo, “Diseño de placas para entrenamiento y puesta a punto de una línea de ensamble de circuitos impresos con tecnología de montaje superficial”, Congreso Argentino de Sistemas Embebidos 2024, ISBN: 978-631-90145-2-5, pp. 102–105, 2024. Link

[4] Pixart S.R.L, “Pixart Argentina”. Link.

[5] Brengi, D., S. Guberman, G. Rodríguez, M. Acevedo, and A. Lozano, “Nueva planta piloto para prototipado e investigación de circuitos impresos”, Congreso Argentino de Sistemas Embebidos 2024, ISBN: 978-631-90145-2-5, pp. 63–66, 2024. Link

[6] X5600 X-ray Inspection System, “Seamark SMT Solutions”. Link.

[7] The GIMP Team, “GNU Image Manipulation Program (GIMP)”. Link.

[8] IPC, Association Connecting Electronics Industries, “IPC-A-610, Acceptability of Electronic Assemblies”, versión J, marzo de 2024. Link.

[9] IPC, Association Connecting Electronics Industries, “IPC-7095C, Design and Assembly Process Implementation for BGAs”, versión C, enero de 2013. Link.

Reconocimiento de especies de cangrejos a partir de señales acústicas aplicando TinyML

M. C. Cebedio[†‡], L. Arnone[†‡], L. A. Rabioglio[†‡], M. Antonelli[†‡§], R. E. Lopresti[†‡§], M. Lorusso[∗#], M. P. Sal Moyano[∗#] y L. De Micco[†‡§]

† Instituto de Investigaciones Científicas y Tecnológicas en Electrónica (ICYTE)

‡ Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Mar del Plata (FI - UNMdP)

§ Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET)

∗ Instituto de Investigaciones Marinas y Costeras (IIMyC)

 # FCEyN, Universidad Nacional de Mar del Plata-CONICET

{celestecebedio,leoarn,lucas.rabioglio,maxanto,raul.lopresti,ldemicco}@fi.mdp.edu.ar

martinilorusso@gmail.com; salmoyan@mdp.edu.ar

***Resumen*—En este trabajo se desarrolla un clasificador acústico pensado para su futura implementación en un sistema portátil destinado a la detección, adquisición y clasificación de señales generadas por Neohelice Granulata y Cyrtograpsus Angulatus. El objetivo final es contar con una solución autónoma capaz de operar en campo, identificar en tiempo real la presencia de cangrejos, determinar su especie y almacenar únicamente los segmentos de audio relevantes, optimizando así el uso de memoria y reduciendo datos irrelevantes. Para entrenar el clasificador, se recopilaron señales mediante hidrófonos en un entorno controlado, donde los eventos de interés presentaban baja relación señal-ruido y ocurrencia esporádica. Se aplicó un algoritmo de preprocesamiento basado en umbrales adaptativos sobre la envolvente acústica, diseñado para detectar automáticamente dichos eventos. Los fragmentos extraídos se utilizaron para entrenar una red neuronal profunda, la cual fue posteriormente cuantizada, optimizada y preparada para su implementación en un microcontrolador ESP32.**

Los resultados preliminares muestran que la combinación de segmentación adaptativa, aprendizaje profundo y procesamiento embebido constituye una solución prometedora para el monitoreo acústico no invasivo de fauna marina y estuarina.

***Palabras Clave*—Señales acústicas, inteligencia artificial, TinyML, clasificación, catch22, ESP32.**

I. Introducción

La bioacústica marina ha emergido como una herramienta poderosa para el estudio y la conservación de la biodiversidad marina [1]. La Reserva de Mar Chiquita, declarada reserva Mundial de la Biosfera por la UNESCO, es un ambiente estuarino de alta riqueza y diversidad biológica [2], [3]. Entre las especies clave de la Albufera se encuentran los cangrejos *Neohelice granulata* (Neo) y *Cyrtograpsus angulatus* (Cry). Estos crustáceos desempeñan roles fundamentales como ingenieros del ecosistema: sus actividades de excavación modifican el hábitat, influyen en la vegetación y afectan la disponibilidad de recursos para otras especies. En este contexto, es de vital importancia, el estudio de los sonidos asociados a su comportamiento [4]. Sin embargo, el análisis manual de grabaciones extensas resulta inviable en estudios experimentales a gran escala, lo que impulsa la necesidad de desarrollar métodos automáticos de detección y clasificación.

Los recientes avances en inteligencia artificial (IA) y procesamiento digital de señales abren nuevas posibilidades para la aplicación de estas herramientas en el estudio de la biodiversidad [5]. El uso de tecnologías basadas en inteligencia artificial representa un campo en rápida expansión dentro de la investigación biológica [6], [7]. Por ejemplo, en [8] se utilizan redes convolucionales para clasificar especies de cangrejos con resultados prometedores, mientras que en [9] se aplican redes profundas sobre imágenes para objetivos similares. No obstante, un desafío importante de estas técnicas es su elevado requerimiento de recursos computacionales, lo que dificulta su implementación en entornos de campo, como lagunas o zonas costeras, donde el uso de equipos de alto rendimiento no resulta práctico.

Las plataformas embebidas de bajo costo, como el ESP32 o Arduino, ofrecen soluciones eficientes y económicas para la ejecución de modelos de IA en dispositivos portátiles y de bajo consumo. Estas plataformas permiten ejecutar redes neuronales pequeñas y optimizadas, lo que facilita su utilización en el campo. Investigaciones recientes han demostrado que, a pesar de sus limitaciones, estas plataformas responden bien a modelos de IA de baja escala [10].

En este contexto, el presente trabajo aplica estas plataformas para la caracterización automática de señales acústicas biológicas. Se explora la implementación de redes neuronales densas, adaptadas a las restricciones de los microcontroladores de bajo costo, con el objetivo de desarrollar sistemas portátiles capaces de clasificar en tiempo real patrones sonoros de crustáceos. Para asegurar la viabilidad en el ESP32, se optimiza la red mediante cuantización, permitiendo su ejecución eficiente en estos dispositivos.

II. Desarrollo, flujo de trabajo y metodología

El objetivo del proyecto en el que se enmarca este trabajo es desarrollar un sistema automatizado y de bajo costo, capaz de procesar señales acústicas en tiempo real, identificar la presencia de vocalizaciones de cangrejos y almacenar únicamente los segmentos relevantes. El sistema estará diseñado para distinguir entre los sonidos producidos por *Neohelice Granulata* y *Cyrtograpsus Angulatus*, y el ruido ambiental. Al automatizar esta tarea, se busca reducir significativamente el tiempo dedicado al análisis manual de grabaciones, ya que el sistema

permitirá detectar y conservar solo los eventos acústicos de interés, mejorando así la eficiencia en la recolección y procesamiento de datos. Si bien el sistema final incluirá la integración con un hidrófono y una interfaz de almacenamiento, este trabajo se centra exclusivamente en el desarrollo e implementación del clasificador en tiempo real sobre una plataforma embebida, como primer paso hacia el diseño del sistema integral.

La metodología adoptada en este trabajo comprendió las siguientes etapas:

1. Preprocesamiento de señales acústicas: Se diseñó un algoritmo para la detección automática de los segmentos relevantes en las grabaciones. Esta etapa es fundamental para la obtención de datos etiquetados.
2. Extracción de características: A partir de los segmentos detectados, se extrajeron características temporales de las señales acústicas utilizando el paquete catch22. Estas características capturan las propiedades acústicas de las vocalizaciones de los cangrejos y se emplearán como entrada para la red neuronal.
3. Diseño de la red neuronal: Se desarrolló una red neuronal densa optimizada para reducir el número de parámetros y adaptada a las limitaciones de recursos del dispositivo. Se incorporó una estrategia de cuantización para minimizar la complejidad computacional sin sacrificar el rendimiento, permitiendo la clasificación en tiempo real de las señales acústicas con bajo consumo de energía y capacidad computacional limitada.
4. Entrenamiento de la red: Para el entrenamiento de la red, se emplea un enfoque basado en la Destilación del Conocimiento, lo que permite transferir el conocimiento de modelos más grandes a modelos más pequeños, mejorando la eficiencia sin pérdida de precisión.
5. Obtención del modelo: Finalmente, el modelo entrenado se preparó para la implementación real en un dispositivo ESP32.

Estas fases constituyen un proceso iterativo cuyo objetivo es optimizar el balance entre el uso de recursos y la precisión del modelo. En este contexto, para la etapa 1 se exploraron diferentes combinaciones de tamaño de ventana y submuestreo, así como diversas configuraciones de capas densas en la etapa 3. También se aplicaron varias operaciones sobre los segmentos submuestreados, como el cálculo del promedio, la mediana y la raíz cuadrática media (RMS) de las señales. Durante todo el proceso, el modelo fue entrenado, implementado y evaluado de manera continua, con el fin de identificar la mejor configuración. El flujo de trabajo seguido se presenta en la Fig. 1.

II-A. Preprocesamiento de señales acústicas

La recolección de datos de individuos de las dos especies de cangrejos se llevó a cabo en un entorno controlado de laboratorio, específicamente en la estación J. J. Nagera de la UNMdP. A partir de los audios originales, se extrajeron los segmentos de interés siguiendo un proceso en varias etapas: primero, se seleccionó la banda de frecuencia donde se concentran los sonidos emitidos (7 kHz – 21 kHz); luego, se aplicó un método de detección basado en la envolvente energética y umbrales adaptativos;

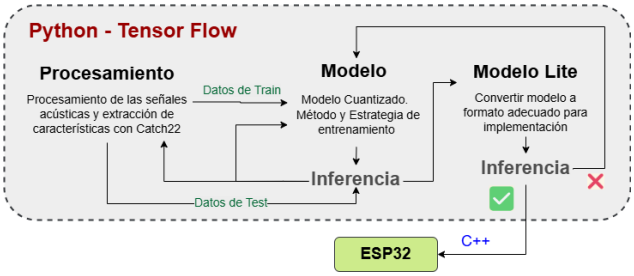


Fig. 1: Flujo de trabajo.

y finalmente, se utilizó un filtro de duración para priorizar los eventos acústicos de mayor relevancia temporal. En la Fig. 2 se observan algunos segmentos relevantes.

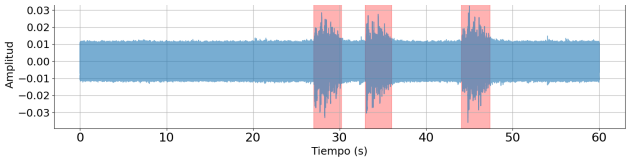


Fig. 2: Pre-procesamiento de señales acústicas.

Los resultados preliminares indican que el algoritmo es capaz de aislar de manera eficiente las vocalizaciones y los ruidos mecánicos generados por los cangrejos en condiciones experimentales controladas.

II-B. Extracción de características, normalización

Tras la conformación del conjunto de datos etiquetado en tres clases (Neo, Cry y Ruido), se realizó la extracción de características mediante el conjunto de funciones estadísticas catch22 [11], obteniendo descriptores temporales que conforman los vectores de características utilizados para el entrenamiento supervisado de la red neuronal. Una limitación de esta técnica es la cantidad de muestras que puede procesar eficientemente, lo que restringe la longitud de los fragmentos de señal. Por ello, los audios se dividen en fragmentos de tamaño fijo, se submuestrean y se les aplican distintas operaciones (promedio, mediana, RMS), con el fin de evaluar posteriormente cómo estas decisiones afectan el desempeño de la red. Luego, de cada segmento se extrajeron las 22 características. Cabe señalar que, los fragmentos extraídos de las tres clases fueron almacenados y balanceados para garantizar que el conjunto de datos no favorezca a ninguna categoría. Esto es crucial para entrenar un modelo que generalice adecuadamente y no se sesgue hacia la clase más representada. De esta manera, el conjunto de datos de entrenamiento (Train), validación (Val) y testeo (Test) quedó conformado como se indica en la Tabla I:

Ventana	Factor de muestreo	TRAIN	VAL	TEST
1024	16	2.180 x 22	544 x 22	681 x 22
	32	1.088 x 22	272 x 22	341 x 22
2048	32	464 x 22	116 x 22	146 x 22
	64	212 x 22	52 x 22	66 x 22

Tabla I: Número de muestras de cada partición del dataset según el tamaño de ventana y submuestreo.

Por otro lado, los datos que ingresarán al sistema final serán adquiridos a través del conversor analógico/digital (ADC) del ESP32, lo que implica que se recibirán en

formato de enteros de 8 bits. Considerando esta restricción, se implementó un proceso de normalización entre [0 y 1] y luego se aplicó una cuantización uniforme, redondeando cada valor al nivel más cercano entre los 256 posibles. De este modo, se aproximan las restricciones numéricas que tendría el sistema al ejecutarse en hardware con precisión reducida.

II-C. Red neuronal cuantizada para clasificación

El modelo de red seleccionado se observa en la Tabla II. Puede observarse que se trata de una red cuantizada.

Capa	Salida	# Parámetros
QActivation	(None, 22)	0
fc1 (QDense)	(None, 32)	736
relu1 (QActivation)	(None, 32)	0
fc2 (QDense)	(None, 16)	528
relu2 (QActivation)	(None, 16)	0
fc3 (QDense)	(None, 8)	136
relu3 (QActivation)	(None, 8)	0
output (QDense)	(None, 3)	27
softmax (Activation)	(None, 3)	0
Parámetros totales		**1.427**

Tabla II: Arquitectura de la red *estudiante*.

Siendo:

- kernelQ = quantized_bits$(8, 2, \alpha = 1)$,
- biasQ = quantized_bits$(8, 2, \alpha = 1)$
- activationQ = quantized_bits$(8, 2)$.

II-D. Entrenamiento

El método de entrenamiento adoptado fue la Destilación de Conocimiento [12], lo que permitió alcanzar un desempeño elevado utilizando un modelo simple. En este caso, el modelo denominado *maestro* correspondió a una red densa profunda, no cuantizada, compuesta por ocho capas totalmente conectadas con activación ReLU, regularización L2 y normalización por lotes antes de la salida softmax. En total, el modelo posee 26.947 parámetros. Los códigos desarrollados pueden consultarse en [13]. Por su parte, el *estudiante* fue el modelo cuantizado destinado a la implementación en hardware, el cual aprendió a replicar el comportamiento del *maestro*. Cabe destacar que el entrenamiento fue consciente de la cuantización: durante el ajuste de los parámetros ya se consideraron las restricciones propias de las representaciones en punto fijo.

III. Resultados del entrenamiento

En la Fig. 3 se presentan los resultados obtenidos tras el proceso de entrenamiento. Estos corresponden a la mejor combinación de características de entrada, con un tamaño de ventana de 2.048 muestras y un submuestreo por bloques de 64 muestras, realizado mediante el cálculo del valor RMS de cada bloque de 64 muestras. La precisión alcanzada por el modelo *maestro* fue de 0,9129, mientras que el modelo *estudiante* cuantizado logró una precisión de 0,86 luego de 300 épocas. La tasa de aprendizaje se ajustó utilizando la técnica de decaimiento en pasos (*Step Decay*), donde la tasa se reduce de forma escalonada; además, se empleó un tamaño de batch de 50 y una tasa de destilación de 0,65.

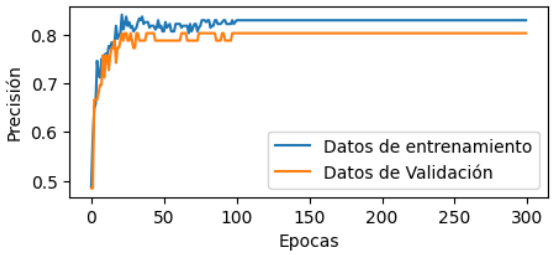


Fig. 3: Precisión del modelo cuantizado (*estudiante*) durante el proceso de entrenamiento.

IV. Implementación

El modelo fue entrenado utilizando QKeras, una extensión de Keras/TensorFlow que permite simular los efectos de la cuantización mediante capas específicas (QDense, QActivation), y funciones de cuantización como quantized_bits [14], [15]. Aunque el entrenamiento se realiza en punto flotante, esta simulación permite que la red aprenda a funcionar bajo las restricciones numéricas que impondría una implementación en baja precisión, anticipando las posibles pérdidas de desempeño. Dado que TensorFlow Lite no es compatible con QKeras, los pesos entrenados fueron transferidos a un modelo equivalente en Keras tradicional, lo cual permitió su posterior conversión al formato optimizado .tflite.

Para adaptar el modelo al entorno de hardware embebido (ESP32), se aplicó una cuantización entera posterior al entrenamiento (post-training quantization, int8) utilizando la herramienta oficial de TensorFlow Lite [16]. A diferencia del enfoque simulado de QKeras, esta etapa transforma realmente los pesos y las activaciones a valores enteros de 8 bits, reduciendo tanto el tamaño del modelo como el uso de memoria durante la inferencia. Para garantizar una cuantización precisa, se utilizó un conjunto representativo de datos que permitió calibrar automáticamente los parámetros de escala y punto cero de cada tensor.

Durante la inferencia, el modelo espera recibir entradas escaladas al mismo rango utilizado durante la calibración. Dado que los datos reales provienen del ADC del ESP32 como enteros sin signo de 8 bits, se aplica una etapa de escalado que los ajusta al rango requerido por el modelo cuantizado. Los parámetros necesarios para este escalado son provistos automáticamente por la herramienta de conversión a TensorFlow Lite, lo cual asegura la coherencia entre las etapas de entrenamiento, cuantización y ejecución en hardware.

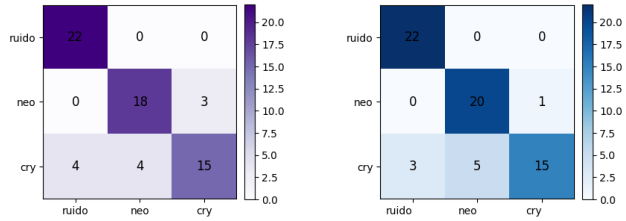
La salida del modelo es una predicción de clase, que indica si el fragmento de audio corresponde a Neohelice Granulata, Cyrtograpsus Angulatus o ruido ambiental.

V. Resultados obtenidos

En la Fig. 4 se muestran las matrices de confusión correspondientes al modelo cuantizado y al modelo convertido al formato tflite. Estas matrices se obtuvieron evaluando los modelos sobre el conjunto de datos de prueba, el cual fue separado previamente para garantizar que el modelo no hubiera tenido acceso a estos datos durante el entrenamiento, asegurando así una evaluación imparcial y

precisa de su desempeño. Los resultados obtenidos fueron los siguientes:

- Modelo cuantizado: Precisión en el conjunto de prueba: 86,36
- Modelo implementado (tflite): Precisión en el conjunto de prueba: 86,36



(a) Modelo cuantizado. (b) Modelo a implementar.

Fig. 4: Matrices de confusión de los modelos desarrollados.

La inferencia del modelo cuantizado se realiza utilizando la API Interpreter de TensorFlow Lite. Esta API permite ejecutar el modelo tflite en un entorno de Python, emulando las condiciones de ejecución que luego se tendrán en el microcontrolador. De esta manera, es posible validar el comportamiento del modelo antes de implementarlo en hardware real.

En este caso particular, el modelo emplea cuantización int8. La conversión entre los valores enteros del modelo y los valores reales originales se define a través de los parámetros de escala y punto cero: Escala: $0{,}0039215$ y Punto Cero: -128. Estos parámetros permiten mapear un rango de valores en coma flotante al rango de representación entero $[-128, 127]$ que utiliza el modelo durante la inferencia.

Respecto al uso de memoria, se obtienen los siguientes valores:

- Memoria total ocupada por tensores en RAM: $1{,}41\,\text{kB}$. Esta memoria corresponde a las variables intermedias que se crean durante la inferencia, como activaciones y salidas de capas ocultas. Es importante considerarla para dimensionar correctamente la RAM disponible en el dispositivo.
- Tamaño del modelo en almacenamiento: $4{,}15\,\text{kB}$. Este valor corresponde al tamaño del archivo tflite, que debe ser almacenado en la memoria Flash del microcontrolador.

VI. Conclusiones y Trabajo Futuro

Los resultados obtenidos permiten concluir que el modelo desarrollado es altamente eficiente en el uso de recursos. Tal como se expone en la sección de Resultados, los requerimientos de memoria Flash y RAM del modelo representan una fracción mínima de los recursos disponibles en el microcontrolador ESP32. Esto no solo garantiza una implementación eficiente, sino que también deja un margen considerable para futuras ampliaciones o incorporaciones funcionales al sistema.

Además, el enfoque propuesto demostró ser efectivo para capturar patrones distintivos entre los diferentes tipos de señales, validando así el uso de catch22.

Como trabajo futuro, se complementará el análisis del desempeño del modelo con métricas adicionales más allá de la matriz de confusión; se calcularán valores de precisión, recall y F1-score por clase, así como métricas globales como el accuracy ponderado y la curva ROC multiclase.

Finalmente se implementará el modelo en el dispositivo embebido, así como la integración del sistema completo para permitir la adquisición de datos en tiempo real de forma correcta y eficiente.

VII. Agradecimiento

Trabajo financiado por la Universidad Nacional de Mar del Plata (Proyectos: EXA1213/24 y PI2Ba RR - 2024 - 1914), Argentina.

Referencias

[1] M. Minello, L. Calado, and F. C. Xavier, "Ecoacoustic indices in marine ecosystems: a review on recent developments, challenges, and future directions," *ICES Journal of Marine Science*, vol. 78, no. 9, pp. 3066–3074, 10 2021. [Online]. Available: https://doi.org/10.1093/icesjms/fsab193

[2] M. de Ambiente y Desarrollo Sostenible de la Nación Argentina, "Ficha técnica de la reserva de la biosfera mar chiquita," Ministerio de Ambiente y Desarrollo Sostenible, Buenos Aires, Argentina, 2023, disponible en: https://www.argentina.gob.ar/sites/default/files/2023/02/fichas_web_07.pdf.

[3] A. Argentina, "Mar chiquita," s.f., consultado: 26-abr-2025. [Online]. Available: https://ampargentina.org/areas/mar-chiquita/

[4] M. P. Sal Moyano, M. Ceraulo, T. Luppi, M. A. Gavio, and G. Buscaino, "Anthropogenic and biological sound effects on the maternal care behavior of a key crab species," *Frontiers in Marine Science*, vol. Volume 10 - 2023, 2023. [Online]. Available: https://www.frontiersin.org/journals/marine-science/articles/10.3389/fmars.2023.1050148

[5] S. Kumar, D. Guruparan, P. Aaron, P. Telajan, K. Mahadevan, D. Davagandhi, and O. X. Yue, "Deep learning in computational biology: Advancements, challenges, and future outlook," 2023. [Online]. Available: https://arxiv.org/abs/2310.03086

[6] D. Tuia and E. Al, "Perspectives in machine learning for wildlife conservation," *Nature Communications*, vol. 13, no. 792, 2022.

[7] A. Lamba, P. Cassey, R. Raja Segaran, and L. Koh, "Deep learning for environmental conservation," *Current Biology*, vol. 29, pp. R977–R982, 10 2019.

[8] M. Malik, Usmanand Malik and A. Malik, "Leveraging deep learning for accurate classification of leptograpsus crabs based on morphological measurements," in *Intelligent Computing Systems*, A. Safi, A. Martin-Gonzalez, C. Brito-Loeza, and V. Castañeda-Zeman, Eds. Cham: Springer Nature Switzerland, 2025.

[9] C. Wu, Z. Xie, K. Chen, C. Shi, Y. Ye, Y. Xin, R. Zarei, and G. Huang, "A part-based deep learning network for identifying individual crabs using abdomen images," *Frontiers in Marine Science*, vol. Volume 10 - 2023, 2023. [Online]. Available: https://www.frontiersin.org/journals/marine-science/articles/10.3389/fmars.2023.1093542

[10] V. V, R. A. C, R. Prasanna, P. C. Kakarla, V. S. PJ, and N. Mohan, "Implementation of tiny machine learning models on arduino 33 ble for gesture and speech recognition," 2022. [Online]. Available: https://arxiv.org/abs/2207.12866

[11] C. H. Lubba, S. S. Sethi, P. Knaute, S. R. Schultz, B. D. Fulcher, and N. S. Jones, "catch22: Canonical time-series characteristics: Selected through highly comparative time-series analysis," *Data mining and knowledge discovery*, vol. 33, no. 6, 2019.

[12] J. Gou, B. Yu, S. J. Maybank, and D. Tao, "Knowledge distillation: A survey," *International Journal of Computer Vision*, vol. 129, no. 6, pp. 1789–1819, 2021.

[13] XXXXXXX, "Clasificación de Cangrejos," 2025, repositorio de código asociado al trabajo CASE 2025. [Online]. Available: https://github.com/Reposinnombre/CASE_2025_cangrejos

[14] M. C. Cebedio, L. A. Rabioglio, and L. De Micco, "Quantized generative autoencoder for audio spectrograms," *IEEE Embedded Systems Letters*, 2025.

[15] Google, "Qkeras: Quantization extensions for keras," https://github.com/google/qkeras, 2023, accessed: Feb. 2025.

[16] TensorFlow, "Tensorflow lite para microcontroladores," 2025, accedido: 2025-04-27. [Online]. Available: https://www.tensorflow.org/lite/microcontrollers?hl=es-419

ISBN 978-631-90145-3-2 - Congreso Argentino de Sistemas Embebidos CASE 2025 - 31 de julio al 1 de agosto

Actualización tecnológica de equipo para ensayos de compresión de envases y embalajes

Gustavo Alessandrini
Departamento de Microelectrónica Aplicada
Instituto Nacional de Tecnología Industrial
Buenos Aires, Argentina
galessandrini@inti.gob.ar

Fernando Beunza
Departamento de Microelectrónica Aplicada
Instituto Nacional de Tecnología Industrial
Buenos Aires, Argentina
fbeunza@inti.gob.ar

***Resumen*— Un equipo utilizado para ensayos de compresión en cajas y embalajes está diseñado para determinar, entre otras propiedades, la resistencia a la compresión, la deformación y la capacidad de apilamiento de una muestra bajo ensayo. En este trabajo se presenta el desarrollo e implementación de un sistema embebido y una aplicación software orientados a la modernización y automatización de dicho equipo, cumpliendo con los requisitos establecidos por normativas internacionales aplicables al área.**

Palabras claves—automatización, modernización, retrofit, compresión.

I. INTRODUCCIÓN

El Departamento de Embalajes y Logística del Instituto Nacional de Tecnología Industrial posee un equipo -de más de 40 años de antigüedad- para realizar los ensayos de compresión en envases y embalajes siguiendo normativas de la industria, el cual requería de una modernización o *"retrofit"* para adecuarlo a las condiciones de trabajo de la actualidad.

El equipo en cuestión[1] es una prensa de 5 toneladas, que tiene velocidades de desplazamiento controladas en un rango entre 0,1 y 100 mm/minuto. Para la parte de control del subsistema electromecánico que desplaza la platina verticalmente para realizar la compresión, el equipo cuenta con una lógica discreta de relés, pulsadores e interruptores. El ajuste de la velocidad de desplazamiento es manual, pudiéndose establecer una velocidad fija (12 mm/minuto) o, seleccionar, utilizando un potenciómetro, una velocidad entre 0,1 y 100 mm/minuto. La señal suministrada por el potenciómetro es el *setpoint* para el servomotor de corriente continua que realiza los movimientos verticales de la prensa. También es posible activar el movimiento rápido *(quick up/quick down)* para generar avance o retroceso de la platina de compresión.

La información de la fuerza aplicada a la muestra bajo ensayo se obtiene a través de una celda de carga alojada en la platina de compresión.

El resultado del perfil de fuerzas aplicadas durante el ensayo se registra mediante un registrador electromecánico. Este dispositivo registra continuamente, mediante bolígrafos que se equilibran automáticamente por medio de un sistema servo, la forma de onda correspondiente a la señal de entrada en un papel cuadriculado que se mueve a una velocidad constante.

II. OBJETIVOS

La actualización propuesta consta de un sistema embebido y una aplicación software que incorporan los elementos necesarios para cumplir con los siguientes objetivos:

- Reemplazo del registrador electromecánico
- Reemplazo del ajuste manual de velocidad de desplazamiento de la platina de compresión
- Automatización de ensayos de acuerdo con procedimientos y normas[2]
- Implementación de mejoras en la protección y la seguridad eléctrica

Para cumplir con los objetivos, se desarrolló un sistema embebido que se aloja en la prensa y una aplicación software que se ejecuta en la computadora de trabajo.

El sistema embebido tiene como tareas controlar las partes intervenidas, leer el valor de la fuerza aplicada, informar y recibir órdenes de la aplicación a través del protocolo de comunicación definido.

El programa de aplicación contiene las vistas para que el operador pueda realizar las acciones requeridas para los ensayos. Estas acciones se comunican al sistema embebido alojado en la máquina compresora. Con la información recibida desde el sistema embebido, se muestran los valores medidos y el estado de la máquina y se almacenan las mediciones realizadas.

III. REQUISITOS

Como resultado de las reuniones de trabajo con el equipo del Departamento de Embalajes y Logística, el análisis de la documentación entregada, investigación y el estudio de factibilidad para las soluciones posibles se establecieron los siguientes requisitos:

1. Funcionales

1.1. Restablecimiento automático de la configuración original: se debe poder restituir el funcionamiento del equipo a sus condiciones originales

1.2. Pulsador de parada de emergencia: para detener la máquina inmediatamente si es necesario, con el fin de proteger tanto al equipo como a los operarios

1.3. Alimentación en baja tensión mediante una fuente externa

2. Hardware

2.1. Intervención de la señal de la celda de carga: circuito de acondicionamiento de señal controlado por microcontrolador

2.2. Intervención de la señal de control de la velocidad: cambio del potenciómetro analógico de selección de velocidad por un potenciómetro discreto de 8 puntos, controlado por microcontrolador

2.3. Intervención de la señal de desplazamiento hacia abajo: desplazamiento normal y rápido *(quick down)*

2.4. Intervención de la señal de desplazamiento hacia arriba: desplazamiento normal y rápido *(quick up)*

2.5. Interfaz de comunicación con cliente (usuario): por cuestiones de falta de conectividad a la intranet en el lugar donde está instalada la prensa se debe implementar una interfaz USB para comunicación con el programa que se ejecuta en la computadora de trabajo

3. Firmware

3.1. Control y supervisión de las partes intervenidas

3.2. Lectura de la señal de la celda de carga

3.3. Control sobre el desplazamiento para aplicar fuerza constante a la muestra bajo ensayo

3.4. Protocolo de comunicación de comandos y respuestas

4. Software

4.1. Interfaz con sistema embebido por puerto USB

4.2. Interfaz de uso: vista mínima para validar la usabilidad del sistema.

4.3. Almacenamiento de datos: la información referente a un determinado ensayo debe ser identificada de manera unívoca.

4.4. Generación de informes y/o representación de resultados

IV. SOLUCIÓN PROPUESTA

En la figura 1 se muestra el esquema del sistema desarrollado.

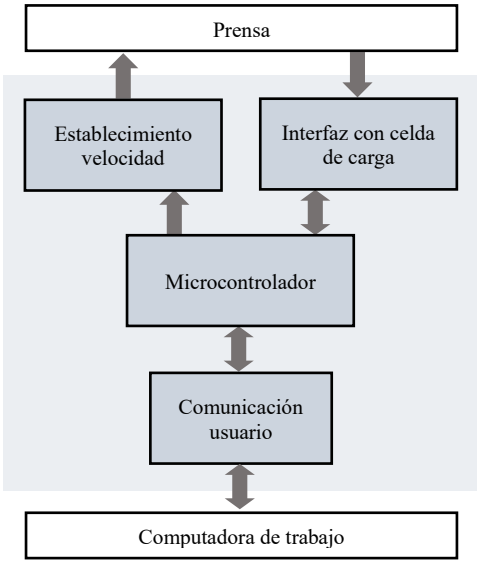


Figura 1. Diagrama del hardware

A. Hardware

Por cuestiones económicas y conocimiento del ecosistema se seleccionó para este proyecto al microcontrolador STM32F103 – ARM Cortex M3[3].

Acondicionador de señal para celda de carga: se utilizó un módulo basado en el amplificador para celdas de cargas HX711[4] para obtener, a través de su interfaz serie SPI conectada al microcontrolador, los valores medidos en la celda de carga.

Establecimiento de la velocidad de desplazamiento (potenciómetro discreto): con una lógica basada en divisores resistivos y conmutadores controlados por el microcontrolador, se presenta al lazo de control del servomotor que controla el desplazamiento de la platina de compresión de la prensa, los valores de *setpoint* necesarios para obtener las velocidades deseadas.

Puerto de comunicación USB: para la interfaz con la aplicación de usuario.

B. Firmware

El firmware del dispositivo fue desarrollado utilizando el lenguaje de programación C.

Para la gestión del flujo de ejecución, se implementó una arquitectura basada en tareas utilizando el sistema operativo de tiempo real *FreeRTOS*[5], lo cual permitió una organización modular, escalable y eficiente de las distintas funcionalidades del sistema embebido.

El sistema se organiza en 4 tareas principales (figura 2):

T1 Comunicación: se encarga del manejo de la interfaz de comunicación USB para la recepción y envío de datos en tiempo real.

T2 Interpretación: esta tarea se activa cuando T1 recibe un mensaje completo y se encarga de decodificar y validar los comandos recibidos.

T3 Información de fuerza: se ejecuta periódicamente (cada 1 segundo) para leer el valor de la fuerza medida por la celda de carga y enviarlo al sistema externo si el ensayo está iniciado.

T4 Ejecución de órdenes: se activa una vez que T2 decodificó un comando válido y ejecuta la orden correspondiente (accionamiento de motor, establecimiento de velocidad, informe de estado, inicio/pausa/fin de ensayo, etc.)

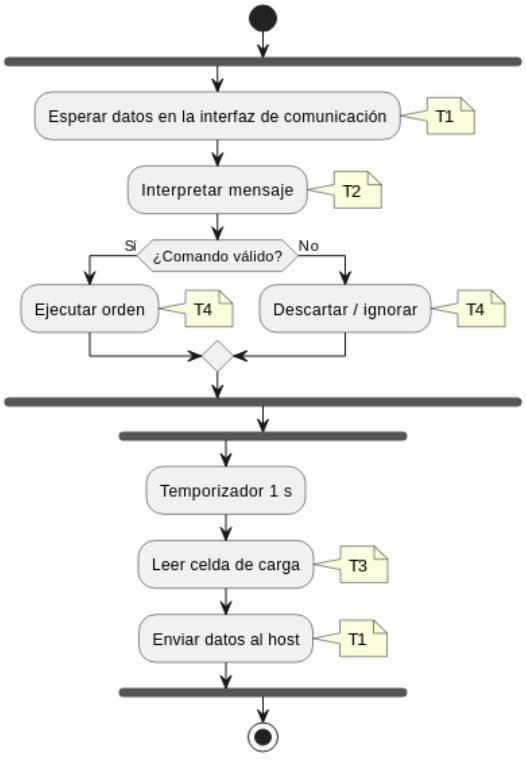


Figura 2. Diagrama de actividades (tareas principales)

Se desarrolló un algoritmo de control digital para mantener la aplicación de una fuerza constante sobre la muestra bajo ensayo.

Para las pruebas de unitarias y de integración del firmware, se desarrollaron distintas herramientas necesarias para: emular la celda de carga (red de resistores que reproduce el comportamiento del puente de Wheatstone interno de la celda real); supervisar y verificar los valores de resistencia establecidos en el potenciómetro discreto (uso de multímetro, función óhmetro en lectura remota para registrar los valores seleccionados) y *scripts* en *Linux* para el uso y verificación de la implementación del protocolo de comunicación (análisis de las secuencias comandos/respuestas).

C. *Software*

La aplicación de usuario fue desarrollada utilizando el lenguaje de programación Python, empleando el *framework* PyQt5[6] para implementar la interfaz de gráfica (figura 3). Esta herramienta permitió construir una interfaz flexible y de fácil mantenimiento, facilitando la interacción con el sistema de control.

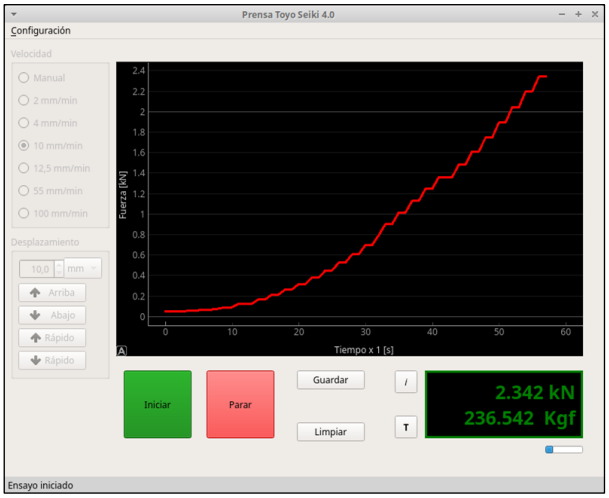


Figura 3. Vista de la aplicación de usuario

La interfaz proporciona al usuario un entorno intuitivo y funcional para la configuración y control de los parámetros, permitiendo una operación flexible que se adapta a los distintos tipos de ensayos. A través de esta, es posible definir los parámetros necesarios, tales como velocidad de avance de la platina de compresión, condiciones de finalización tales como ruptura de la muestra, fuerza máxima alcanzada, tiempo de ensayo, ejecución de un número determinado de ciclos de carga repetitiva.

El software permite al operador iniciar, pausar o detener manualmente la operación en cualquier momento, brindando el control completo sobre el desarrollo del ensayo y facilitando la intervención ante cualquier eventualidad.

Durante la ejecución del ensayo, los datos adquiridos son visualizados en tiempo real mediante gráficos y valores numéricos. Esto permite el monitoreo del comportamiento de la muestra y tomar decisiones durante el proceso.

Una vez finalizado el ensayo, el conjunto de muestras recibidas se almacena en un archivo de texto que guarda los datos en formato de valores separados por coma (*csv)* para un posterior procesamiento, análisis y la confección del informe de ensayo.

Además, ofrece funcionalidades de monitoreo del estado del equipo y de comunicación bidireccional con el sistema embebido a través del puerto USB, intercambiando datos con el microcontrolador mediante un protocolo de comandos y respuestas diseñado para esta aplicación, lo cual contribuye a una operación segura y controlada del proceso de ensayo.

Figura 4. Sistema embebido instalado en la prensa

V. RESULTADOS Y CONCLUSIONES

El sistema desarrollado se encuentra actualmente en operación (figuras 4 y 5), demostrando un desempeño estable y conforme a los requerimientos establecidos. Esta etapa de funcionamiento activo ha permitido comprobar tanto la viabilidad técnica como la efectividad de la intervención implementada.

Se validó el sistema comparando un ensayo realizado en forma manual y su realización en forma automática usando el sistema incorporado. Esto permitió corroborar por parte de los operadores expertos que su uso permite mejorar y hacer más eficientes los procedimientos de ensayos.

La celda de carga fue calibrada utilizando el sistema de adquisición implementado en el banco de ensayo, registrando los valores correspondientes a cada uno de los puntos definidos en el procedimiento de calibración. Estos puntos fueron seleccionados en función de los requerimientos establecidos en las normas aplicables y permiten cubrir todo el rango operativo del banco de ensayo, asegurando la trazabilidad metrológica mediante el uso de patrones con calibración vigente.

Se efectuó la verificación de las velocidades de desplazamiento de la platina de compresión, las cuales fueron previamente configuradas para cada tipo de ensayo contemplado. Estas velocidades fueron evaluadas y comparadas con los valores especificados, constatándose que se encuentran dentro de los límites permitidos. Esta verificación garantiza que las condiciones de trabajo del sistema implementado no introducen errores adicionales durante la aplicación de las cargas, asegurando la validez de los resultados obtenidos en los ensayos.

El diseño del protocolo de comandos y respuestas fue concebido para garantizar su independencia respecto de la implementación específica del software de control. Esta característica permite desacoplar la lógica de la comunicación del sistema respecto a la interfaz gráfica o a la plataforma utilizada.

Figura 3. Vista de un ensayo de compresión con el sistema instalado

Gracias a esta arquitectura, es posible desarrollar nuevas aplicaciones, o *scripts* personalizados que interactúen directamente con el sistema, sin necesidad de modificar la estructura del sistema embebido existente. Esto resulta especialmente útil para la configuración automatizada de distintos perfiles de ensayos.

Asimismo, esta flexibilidad contribuye a la ampliación del banco de ensayo, permitiendo su adaptación a entornos más complejos, integración con sistemas de gestión de datos (sistemas de gestión de información de laboratorios -LIMS-, SCADA, etc.) por parte de otros desarrolladores.

AGRADECIMIENTOS

Los autores desean expresar su agradecimiento a los integrantes del Departamento de Embalajes y Logística del Instituto Nacional de Tecnología Industrial por su predisposición, colaboración y valioso aporte durante todas las etapas de desarrollo del proyecto.

REFERENCIAS

[1] Compression tester. Equipos actuales se pueden visitar en: https://www.toyoseiki.co.jp/en/products/eng-260-s (visita 11/04/25).

[2] ISO 12048:1994 Packaging -Complete, filled transport packages- Compression and stacking tests using a compression tester. https://www.iso.org/standard/20810.html (visita 11/04/25).

[3] STM32F103C8 ARM Cortex M3 www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f103.html (visita 11/04/25)

[4] HX711 24-Bit Analog to digital converter for weigh scales. https://cdn.sparkfun.com (visita 12/04/25)

[5] FreeRTOS Real-time operating system for microcontrollers and small microprocessors. https://www.freertos.org (visita 11/04/25).

[6] PyQt5 Comprehensive Python Binding for Qt version 5 https://pypi.org/project/PyQt/ (visita 11/04/25).

ISBN 978-631-90145-3-2 - Congreso Argentino de Sistemas Embebidos CASE 2025 - 31 de julio al 1 de agosto

Inferencia del estado estructural de palas de aerogeneradores mediante el procesamiento algorítmico de su firma acústica

Gustavo Monte
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Del Neuquén
Plaza Huincul, Argentina
gmonte@frn.utn.edu.ar

Damian Marasco
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Del Neuquén
Plaza Huincul, Argentina
ndm922@hotmail.com

Ruben Bufanio
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Del Neuquén
Plaza Huincul, Argentina
rbufanio@frn.utn.edu.ar

Ariel Agnello
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Del Neuquén
Plaza Huincul, Argentina
arielagn@hotmail.com

Norberto Scarone
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Del Neuquén
Plaza Huincul, Argentina
scarone_norberto@hotmail.com

Pablo García Bruna
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Del Neuquén
Plaza Huincul, Argentina
publicicu6@gmail.com

***Resumen*—La expansión de la energía eólica en Argentina, con 68 parques y 4.200 MW instalados, resalta la necesidad de estrategias eficientes para el mantenimiento de aerogeneradores, en particular de sus palas, componentes críticos y vulnerables. Este trabajo propone un enfoque no invasivo basado en el análisis de firmas acústicas emitidas durante la operación para inferir el estado estructural de las palas. A través de técnicas de procesamiento digital de señales y modelado algorítmico se localiza y cuantifica la energía espectral en instantes sincronizados con el paso de las palas. Se presenta el desarrollo del sistema de monitoreo continuo que complementa métodos tradicionales, reduciendo costos y mejorando la detección temprana de fallas.**

Palabras clave—Aerogeneradores, emisión Acústica, estándares, microcontroladores.

I. INTRODUCCION

El creciente interés global en fuentes de energía renovable ha impulsado la expansión de la industria eólica como una alternativa sostenible para satisfacer la creciente demanda energética mundial. Actualmente, Argentina cuenta con 68 parques eólicos con una capacidad instalada de 4.200 MW y continua en expansión [1].

Los aerogeneradores son los componentes clave, convirtiendo la energía cinética del viento en electricidad. Están diseñados para una vida útil de más de 20 años. Sin embargo, estas estructuras están expuestas a condiciones ambientales extremas y cargas mecánicas significativas, lo que puede comprometer su integridad estructural y reducir su vida útil si no se realiza un mantenimiento adecuado. Entre los componentes más críticos de un aerogenerador, se destacan las palas que representan uno de los elementos más susceptibles a daños debido a su exposición directa al viento, fatiga material y fenómenos como la erosión superficial o impacto de rayos. Los defectos en las palas, como grietas, desgaste o deformaciones, pueden propagarse rápidamente, ocasionando fallos estructurales graves, pérdidas económicas significativas e incluso riesgos para la seguridad. En este contexto, el desarrollo de técnicas eficientes para monitorear y diagnosticar el estado de salud de las palas es esencial para garantizar el rendimiento óptimo y la seguridad operativa de los aerogeneradores.

En líneas generales, el monitoreo de las palas se realiza mediante inspecciones visuales periódicas con drones, fotografías o métodos basados en sensores estructurales, como, por ejemplo, acelerómetros [2],[3] y recientemente gemelos digitales [4]. Aunque efectivos, estos enfoques suelen ser costosos, invasivos y limitados en términos de cobertura temporal y espacial. En contraste, el análisis de señales acústicas generadas por las palas durante su operación emerge como una alternativa no invasiva y rentable para inferir su estado de salud. El sonido emitido por las palas contiene información valiosa sobre su comportamiento dinámico y su condición estructural, lo que puede ser aprovechado mediante técnicas avanzadas de procesamiento digital de señales. La principal ventaja metodológica es la adquisición no invasiva de señales acústicas originadas por la interacción pala-aire, mediante sensores remotos distribuidos a distancia del aerogenerador.

Este trabajo presenta un enfoque novedoso para la inferencia del estado estructural de palas de aerogeneradores utilizando el procesamiento algorítmico de su firma acústica. A partir de señales acústicas capturadas durante la operación normal de los aerogeneradores, se aplican métodos de análisis de datos y modelado para identificar señales asociadas con diferentes estados de salud. De manera continua se calcula un índice numérico que refleja el estado global de las palas. El objetivo principal es desarrollar un sistema robusto y de monitoreo continuo que complemente estrategias de mantenimiento más costosas con el fin de optimizar recursos.

En las siguientes secciones, se describe detalladamente la metodología propuesta, incluyendo la adquisición de datos de diseño propio, el preprocesamiento de señales acústicas y los algoritmos utilizados para la inferencia del estado de salud. Además, se presentan los resultados obtenidos en un caso de estudio experimental, junto con un análisis crítico de las ventajas y limitaciones del enfoque. Finalmente, se discuten las implicaciones prácticas del método propuesto y las posibles direcciones futuras para su mejora y aplicación extensible a otros parques eólicos.

II. EMISION ACUSTICA

A. *Naturaleza de los sonidos generados por un aerogenerador*

Los aerogeneradores, durante su operación, generan sonidos de diversa naturaleza que pueden clasificarse en función de su origen físico, frecuencia y variabilidad temporal. A continuación, se describen las principales fuentes y características de los sonidos emitidos por los generadores eólicos.

A1. Ruido aerodinámico

El ruido aerodinámico es la principal fuente de emisión sonora en los aerogeneradores modernos, especialmente en condiciones normales de operación. Se produce por la interacción entre las palas y el flujo de aire, y se puede subdividir en:

- Ruido de borde de ataque (*leading edge noise*): Generado cuando el flujo de viento incide sobre el borde de ataque de las palas, causando turbulencias y fluctuaciones de presión.
- Ruido de borde de salida (*trailing edge noise*): Originado por la turbulencia que emerge de la superficie de la pala a través del borde de salida. Es uno de los componentes más significativos del ruido total y depende fuertemente de la velocidad del viento y del diseño aerodinámico de la pala.
- Ruido de vórtices (*vortex shedding noise*): Producido por la formación y liberación periódica de vórtices en la estela de la pala, lo cual puede generar tonos discretos o ruido tonal si coincide con una frecuencia natural del sistema.

Este tipo de sonido se encuentra en el rango de frecuencias medias y altas, mayores a 800 Hz.

A2. Ruido mecánico

El ruido mecánico proviene de los componentes internos de la góndola del aerogenerador, tales como el multiplicador, en caso de turbinas con este sistema, el generador eléctrico, los sistemas hidráulicos y los mecanismos de orientación. Este ruido tiene una componente más constante en el tiempo y puede contener tonos discretos con contenido armónico en determinadas frecuencias, dependiendo de la velocidad de rotación de los engranajes. En turbinas modernas con sistemas de transmisión directa, sin multiplicador, esta fuente de ruido ha disminuido notablemente.

A3. Ruido de modulación

También conocido como (swishing) o batido, es un fenómeno característico producido por la variación periódica del nivel de ruido debido a la rotación de las palas. El efecto ocurre porque la distancia entre la fuente sonora y el receptor cambia constantemente, provocando fluctuaciones en la percepción del sonido.

A4. Ruido de baja frecuencia e infrasonido

Las palas de gran tamaño en rotación pueden generar niveles apreciables de ruido en el rango de baja frecuencia, por debajo de 200 Hz, e incluso en forma de infrasonido, frecuencias < 20 Hz.

En la fig. 1 se detallan los rangos típicos de frecuencia de los sonidos generados en el sistema aerogenerador. Se observa que el rango de frecuencias producido por la rotación de las palas depende de la posición relativa al eje de giro.

A todos estos sonidos generados se suman los sonidos ambientales:

- Canto de aves, por ejemplo, teros
- Animales, por ejemplo, vacas, caballos
- Insectos, por ejemplo, grillos
- Sonidos provocados por el viento
- Ruido ambiental, por ejemplo, rutas cercanas.

Fig. 1. Principales sonidos generados y el rango tipico de frecuencias.

A los sonidos descriptos se suma el efecto Doppler. Este fenómeno físico se manifiesta como un cambio aparente en la frecuencia de una onda cuando existe movimiento relativo entre la fuente emisora y el observador. En el caso de los aerogeneradores, este efecto se manifiesta debido a la rotación de las palas, que hace que cada punto de su trayectoria se acerque y se aleje alternativamente del receptor situado en tierra, por ejemplo, una persona o instrumento de medición.

Cuando una pala gira, su extremo más alejado del centro de rotación se mueve a velocidades considerables, en turbinas modernas pueden alcanzar más de 200 km/h [5], lo cual induce variaciones en la frecuencia percibida del sonido emitido, especialmente en componentes tonales. La presencia de discontinuidades, erosiones y grietas sobre la superficie de las palas generan fuentes de emisión sonora que son afectadas por efecto Doppler.

Esta combinación de señales acústicas representa un desafío para la inferencia del estado de la pala, dado que coexisten perturbaciones sonoras no relacionadas con su condición estructural junto con otras vinculadas a su estado de salud, las cuales son de orígenes diversos. La diversidad de emisiones acústicas provocadas por daños es muy grande [6]. Se ha estudiado el tipo de emisión acústica para daños creados artificialmente en túneles de viento [7]. El tipo de emisión acústica depende de diversos factores, entre ellos la ubicación con respecto al centro de rotación, la posición frontal o posterior del daño, el tamaño de la discontinuidad y el ángulo relativo al eje longitudinal de la pala. La identificación del tipo de falla constituye una tarea altamente compleja, debido a la diversidad de patrones de emisión que pueden generarse. Sin embargo, un aspecto resulta fundamental para la inferencia del estado estructural de la pala: todos los daños inducen perturbaciones en el dominio de la frecuencia. En contraste, una pala en condiciones normales produce un espectro homogéneo, suave, sin predominancia marcada de frecuencias

particulares. Esta observación, basada en ensayos de palas en túneles de viento [7], constituye el fundamento de los algoritmos presentados en las secciones siguientes.

III. Algoritmos de Inferencia

A. *Equipo de adquisicion de sonido*

Nuestro grupo de desarrollo diseñó y construyó un registrador de audio digital. Está basado en un microcontrolador STM32F746 (ARM CORTEX M7) con interfase a memoria SD y GPS (Gy-neo6mv2) para la estampa de tiempo de los registros. El micrófono utilizado es un electret amplificado con el CI MAX4466 con doble filtro de viento. Se alimenta con batería 12V 7Ah y panel solar de 25W totalmente autónomo. Se instala a una distancia de entre 5 y 20 metros de aerogenerador y su posición no es crítica. En la Fig. 2 se observa un diagrama en bloques del adquisidor. Se graban en memoria SD archivos de 18 segundos de duración a una frecuencia de muestreo de 40.000 muestras por segundo con estampa de tiempo.

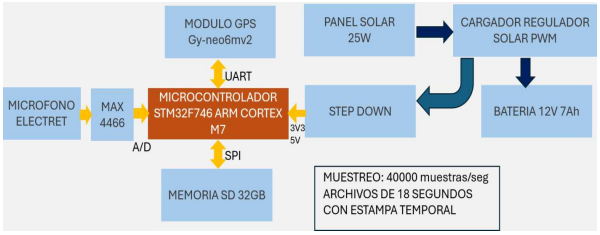


Fig. 2. Diagrama en bloques del registrador autonomo.

Se instalaron dos registradores en el parque eólico Los Teros mediante convenio con la empresa YPF LUZ por un lapso de 4 meses en dos aerogeneradores. En la Fig.3 se observa un registrador instalado cerca de la base de un aerogenerador.

Fig. 3. Registrador instalado en la cercanía de un aerogenerador en el parque eólico Los Teros de YPF LUZ, Azul, Provincia Buenos Aires.

B. *Descripción de algoritmos de inferencia*

La estructura algorítmica está dividida en dos partes. La primera parte detecta la pala pasante, es decir, el punto más cercano de la pala al registrador. La finalidad de este primer algoritmo es sincronizar la segunda parte de los procesos con los sonidos generados por aerodinámica. De esta manera los sonidos no sincronizados con el movimiento de las palas son mitigados en el promedio de los procesos. La segunda parte de los algoritmos procesa las señales audibles 500 milisegundos antes y después del paso de la pala.

La Fig.4 muestra un registro de datos de 54 segundos en el tiempo y el espectrograma correspondiente.

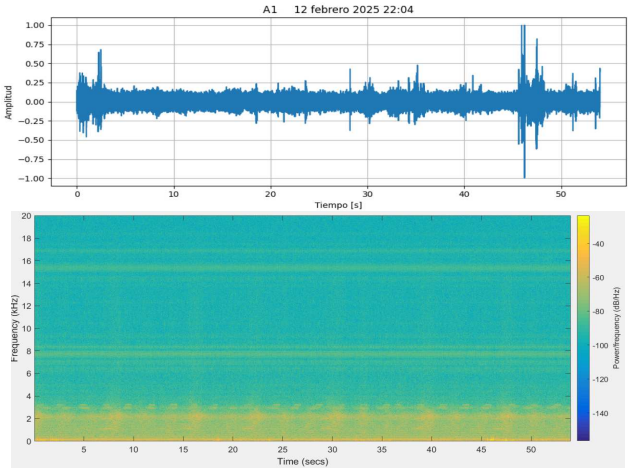


Fig. 4. Registro de datos de 54 segundos en el tiempo y el correspondiente espectrograma.

La fig.5 muestra un zoom de la Fig. 4 en donde se destacan las perturbaciones en frecuencia durante el paso de la pala por el punto más cercano al micrófono y el espectro del canto de un grillo.

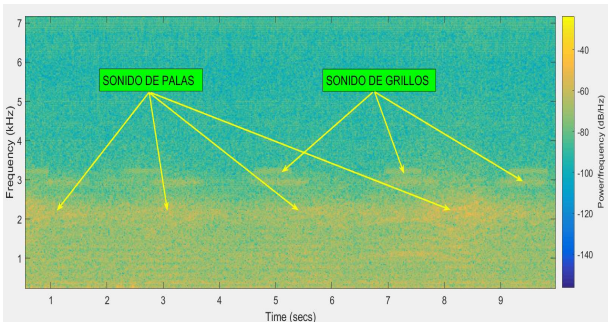


Fig. 5. Zoom de la Fig.4 en donde se observan cuatro pasadas de pala y el espectro correspondiente al canto de un grillo.

La Fig.6 muestra el diagrama en bloques de primer proceso que se llama ***procesar_acoustic***. Está conformado por un filtrado de mediana para eliminar ruido impulsivo, un filtro pasabanda cuyos parámetros son función de la aerodinámica acústica que se desea incluir y un filtrado bajo el estándar IEEE 21415-001-2017. [8]. Este estándar considera a la señal de cualquier sensor como una secuencia de segmentos y los máximos y mínimos locales son obtenidos directamente.

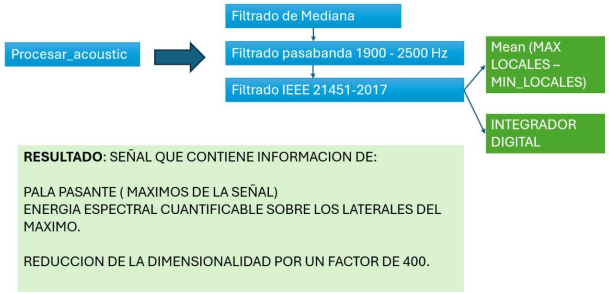


Fig. 6. Diagrama en bloques del primer proceso procesar_acoustic

Se calcula la media de la diferencia de los máximos y mínimos locales en una ventana de tiempo y luego se integra digitalmente esta diferencia. Si la probabilidad del valor de los máximos es igual a la de los mínimos, la señal integrada tiende a cero. En cambio, si existe algún patron ordenado, la integral comienza a brindar resultados positivos.

El segundo proceso emplea la localización de los máximos de la pala pasante para obtener sincrónicamente un lapso de un segundo de señal. En la Fig.7 se observa el diagrama en bloques del segundo proceso llamado ***acoustic_wturbine***.

Fig. 7. Diagrama en bloques del segundo proceso ***acoustic_wturbine.***

Este segundo proceso es insensible a la amplitud de la señal, solo a los cambios de frecuencia, a mayor cambio mayor señal. La insensibilidad es importante para no depender de la ubicación de adquisidor de sonido.

IV. Resultados Experimentales

Se aplicaron los procesos a las señales registradas. En la Fig.8 se observa un registro de señal, en azul, y el resultado, en rojo, del primer proceso. El resultado útil del primer proceso es la ubicación de los máximos que marcan el momento en que una de las palas pasa cerca del adquisidor.

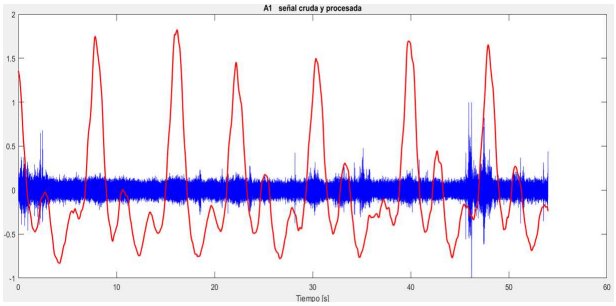


Fig. 8. Señal cruda de sonido (azul). En rojo, señal resultado del primero proceso.

En el segundo proceso, se analiza un segundo de la señal correspondiente al paso de una pala, siguiendo el esquema representado en el diagrama de bloques de la Fig. 7. Como métrica de la actividad frecuencial, se seleccionó la varianza, dado que las señales generadas por palas en buen estado presentan valores bajos de ella. Si bien la varianza no permite identificar el tipo específico de discontinuidad, todas las condiciones de falla se correlacionan con un aumento en su valor.

En la Fig. 9 se observa una comparación del índice de daño entre dos aerogeneradores que es directamente obtenido de la varianza del segundo proceso. El índice es acorde al estado de las palas de los aerogeneradores obtenido por inspección.

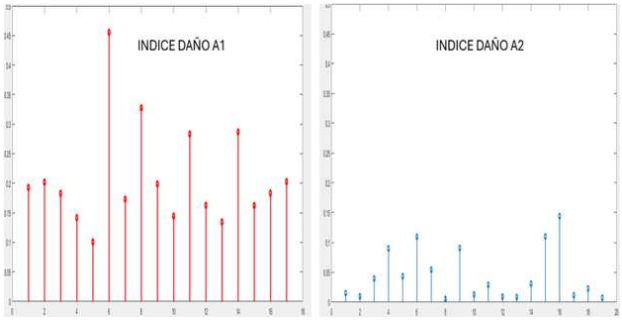


Fig. 9. Comparación del indice de daño, en la misma escala, entre dos aerogeneradores, A#1 y A#2, obtenida en 54 segundos de registro.

V. Conclusiones

Los resultados obtenidos demuestran que es posible estimar el estado de salud de las palas de aerogeneradores mediante un enfoque no invasivo y de muy bajo costo. Esta solución se plantea como un complemento que optimiza el uso de técnicas de inspección más avanzadas y costosas, al aportar criterios objetivos para decidir el momento oportuno de su aplicación. En este trabajo, la métrica seleccionada para cuantificar el daño fue la varianza del resultado del segundo proceso; sin embargo, otras estadísticas podrían aportar información adicional. La aplicación de herramientas de inteligencia artificial resulta viable, aunque requiere un preprocesamiento adecuado de las señales y la selección de algoritmos de aprendizaje supervisado.

Agradecimientos

Se agradece a la empresa YPF LUZ la autorización para el registro de las señales durante un período de cuatro meses, así como el apoyo logístico brindado.

Referencias

[1] https://www.infoestacion.com.ar/argentina-tiene-68-parques-eolicos-en-funcionamiento-suman-una-capacidad-instalada-de-4-193-mw/.

[2] S. Tao, Z. Qian, Y. Pei, A. Wang and F. Zhang, "Wind turbine failure detection based on SCADA data and data mining method," *8th Renewable Power Generation Conference (RPG 2019)*, Shanghai, China, 2019, pp. 1-7, doi: 10.1049/cp.2019.0660.

[3] J. L. Cai and C. -B. Tzeng, "Design of an embedded monitoring system used for the operation conditioning of wind turbine: Wind energy," 2017 2nd International Conference Sustainable and Renewable Energy Engineering (ICSREE), Hiroshima, Japan, 2017, pp. 106-111, doi: 10.1109/ICSREE.2017.7951521.

[4] Liu, S.; Ren, S.; Jiang, H. Predictive Maintenance of Wind Turbines Based on Digital Twin Technology. *Energy Rep.* **2023**, *9*, 1344–1352.

[5] D. E. Johnson, *Wind Turbine Technology: Fundamental Concepts of Wind Energy and Aerodynamics* . Wiley-ASME Press, 2014.

[6] Wang, W. et al. Review of the typical damage and damage-detection methods of large wind turbine blades. *Energies***15**(15), 5672 (2022).

[7] Mielke, A., Benzon, H.-H., McGugan, M., Chen, X., Madsen, H., Branner, K., & Ritschel, T. K. S. (2024). Analysis of damage localization based on acoustic emission data from test of wind turbine blades. *Measurement: Journal of the International Measurement Confederation*, *231*, Article 114661.

[8] 21451-001-2017- IEEE Recommended Practice for Signal Treatment Applied to Smart Transducers. https: //standards.ieee.org/standard/ 21451-001-2017.html.

Control de la posición de un móvil sobre una plataforma de dos grados de libertad

E. Sergio Burgos[1], Alejandro R. Dachary[2], Francisco A. Sala[3]
[1]*Laboratorio de Informática*, [2]*Laboratorio de Procesamiento y Transmisión de Señales*, [3]*Laboratorio de Control*
Universidad Tecnológica Nacional - Facultad Regional Paraná
Emails: {sergioburgos, alejandrodachary, franciscosala}@frp.utn.edu.ar
Paraná, Entre Ríos, Argentina

***Resumen*—Se presentan los resultados obtenidos durante el proceso de diseño, desarrollo y construcción de una plataforma con dos grados de libertad destinada a controlar la posición de una esfera de acero en su superficie. El sistema de control utiliza una FPGA para procesar el video proveniente de una cámara dispuesta sobre la plataforma y generar un flujo de video con información sobre su funcionamiento. La configuración así como las señales de control son generadas desde una computadora personal a través de una aplicación gráfica desarrollada en GNU Octave. Se utiliza un módulo ESP32 a fin de aplicar las señales de control sobre los servo motores utilizados como actuadores.**

***Palabras claves:*—FPGA, Sistemas de Control, PID Digital, GNU Octave.**

I. Introducción

En el marco de un proyecto de investigación tendiente al desarrollo de herramientas de software para el procesamiento de señales e implementación de algoritmos de control, surge la necesidad de contar con maquetas de sistemas que permitan verificar de forma experimental los resultados obtenidos. A partir de esto y, con la intención explorar las posibilidades de aplicación de dispositivos de bajo costo para fines didácticos en el ámbito universitario, se desarrolló una plataforma de dos grados de libertad controlada a través de actuadores lineales.

La maqueta es un sistema de control realimentado donde se establece como consigna la posición de una esfera de acero sobre la plataforma y, luego de ubicarla en otro lugar, según el sistema detecta la posición de la esfera, calcula las señales que deben aplicarse a los servo motores a fin de que se mueva a la posición deseada. La realimentación se realiza utilizando la señal de video proveniente de una cámara ov2640 y determinando la posición de interés por diferencia cromática respecto del fondo de la imagen. La captura, procesamiento de video y generación de la señal de video modificada es realizada utilizando la FPGA GW1NSR-4C incorporada en el placa de desarrollo Tang Nano 4K. La posición de la esfera es utilizada para generar la señal de control a través de un controlador PID desde GNU Octave, luego la señal de control es enviada a un módulo ESP32 a fin de generar la señal de PWM (Pulse-Width Modulation) requerida para accionar los servo motores que controlan el sistema.

II. Descripción del sistema

II-A. Sistema mecánico

La plataforma se construyó utilizando un cristal cuadrado de 35 cm de lado que es soportado por un mecanismo de rótula que posibilita su movimiento en dos ejes. Sobre el cristal se adhirió una película de papel adhesivo de color blanco a fin de mejorar el contraste. En el centro de esta pieza, sobre la película de papel, se adhirió un soporte cóncavo que se acopla a un soporte con extremo semiesférico soportando el peso de la pieza. Ambos elementos constituyen una rótula mecánica y fueron diseñados e impresos en 3D. En el centro de cada lado del cristal se agregaron fijaciones que permiten realizar el acople mecánico con dos actuadores lineales y dos tensores de goma, ubicando cada servo en oposición a un tensor. Con este diseño se logra mantener sujeto el cristal permitiendo su movimiento en dos ejes. Los actuadores lineales se diseñaron utilizando un mecanismo de piñón cremallera, estando sujeto cada piñón a un servo motor MG996R y logrando un desplazamiento absoluto de 7 cm entre la posición máxima y mínima del servo. En el extremo de cada cremallera se agregó un acoplamiento angular que permite la acción de la cremallera incorporando un grado de libertad para posibilitar el movimiento del otro actuador. La fijación entre el acople y la cremallera se realizó utilizando un extensor que permite regular la altura del mecanismo completo a fin de compensar diferencias de nivel.

II-B. Sistema de control

El sistema de control se implementó utilizando el kit de desarrollo Tang Nano 4K incorporando la cámara de video, un módulo ESP32 y una computadora personal. En una primera aproximación a la descripción de funcionamiento del sistema, puede indicarse que su estructura se divide en dos partes. Por un lado una etapa constituida por un núcleo ARM Cortex M3 incluido en el hardware de la FPGA y vinculado a un conjunto de registros de configuración a través de una interfaz SPI. Por otro lado se tiene el procesamiento del flujo de video originado en la cámara, que utiliza estos registros de configuración a fin de establecer su funcionamiento, alterar el flujo de video incorporando marcas y producir una señal de salida a través de una interfaz HDMI. Debido a que el objetivo del diseño en la FPGA es determinar la posición

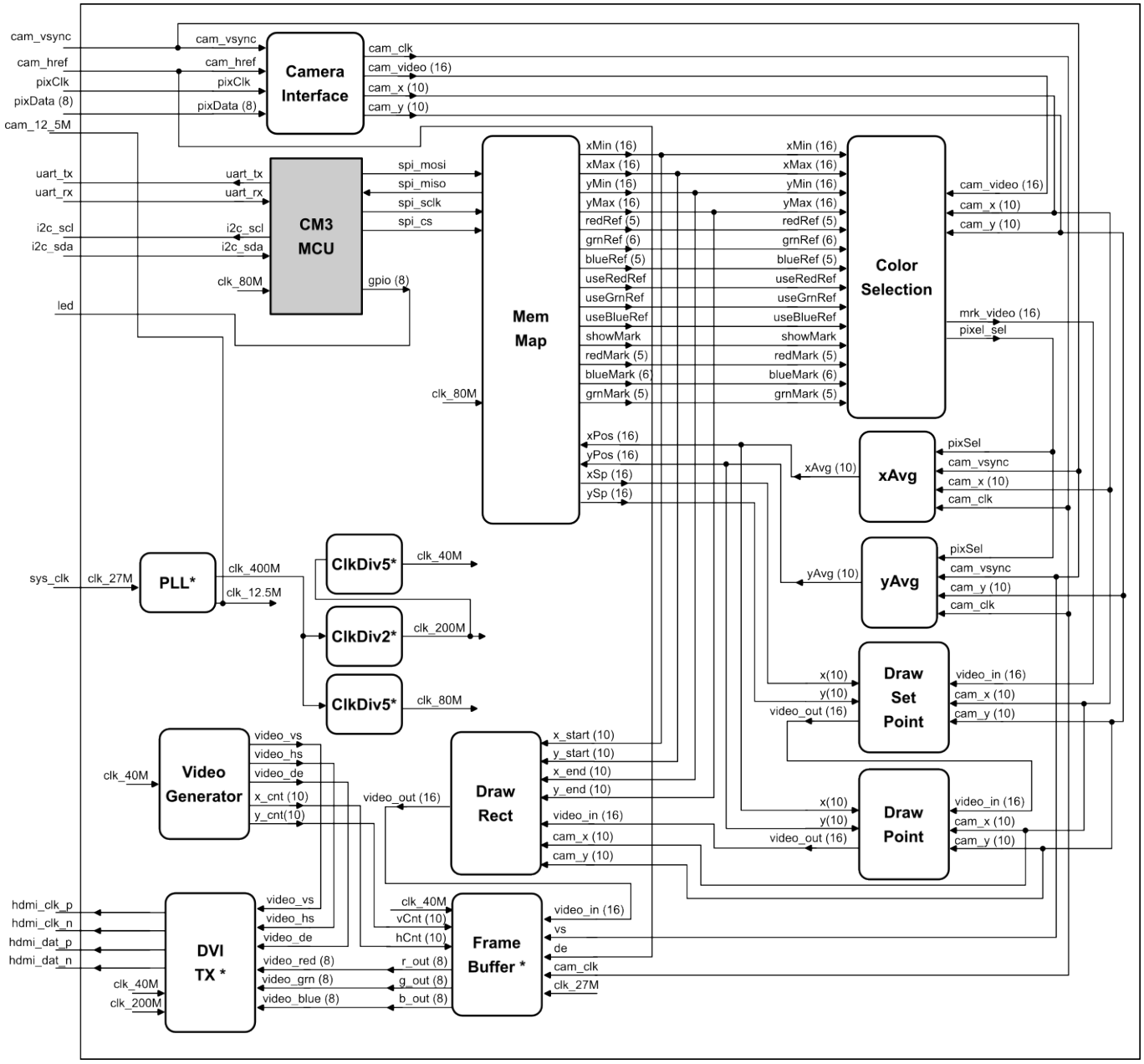


Figura 1. Esquema del sistema implementado en la FPGA. Junto a los nombres de los puertos se indica entre paréntesis la cantidad de líneas utilizadas cuando es mayor a uno. El núcleo Cortex M3 se representa con un bloque diferente ya que es un *hard core* y forma parte del dispositivo utilizado.

de una esfera sobre una plataforma por diferencia cromática existen diferentes parámetros que son de interés para lograr el correcto funcionamiento. Entre ellos:

- Zona de interés: del cuadro captado por la cámara, es necesario ajustar el área rectangular que se desea procesar. Esto permite tener más libertad a la hora fijar la posición de la cámara respecto de la plataforma.
- Umbrales de comparación: la detección se realiza comparando las componentes de color de un punto respecto de valores de referencia. Estas referencias pueden ser establecidas a fin de compensar errores introducidos por las características de la iluminación utilizada. También es posible omitir componentes de color en la detección por el mismo motivo.
- Señalización: marcar los pixeles detectados en el flujo de video, la posición actual y objetivo de la esfera.

El diseño realizado en la FPGA, dispositivo GW1NSR-4C de la empresa GOWIN, puede observarse en la Fig. 1. Fue realizado utilizando lenguaje VHDL y la herramienta *GOWIN FPGA Designer*. Se utiliza un asterisco para distinguir los bloques que se corresponden con instancias de módulos disponibles en el entorno de desarrollo de los creados para el proyecto. El componente *CM3 MCU* corresponde con el núcleo ARM Cortex M3 utilizado para gestionar la comunica-

ción con dispositivos externos a través de un módulo UART, configurar la cámara de video a través de una interfaz I2C y establecer valores de configuración a través de una interfaz SPI (componente *Mem Map*).

La configuración utilizada para la cámara de video es de 800 pixeles de ancho, 600 de alto y 30 cuadros por segundo. Las señales generadas desde la cámara son procesadas a fin de generar un flujo de video con formato RGB565 (componente *Camera Interface*) junto a una señal de reloj y las coordenadas *x* e *y* asociadas a cada punto del flujo de video. Esta señal es procesada en el componente *Color Selection*, donde si un punto en un cuadro de la señal de video se encuentra dentro del área definida como de interés y sus componentes de color tienen un valor menor que el establecido como referencia es reemplazado por un color indicado a través del registro configuración y se genera una señal indicando que se tiene un punto de interés (señal *pixel_sel*).

Al identificarse un punto como de interés, sus coordenadas *x* e *y* son registradas por los componentes *yAvg* y *xAvg* a fin de determinar la media geométrica. Cada vez que finaliza un cuadro, el valor obtenido es establecido en los registros de salida y está disponible para ser comunicado a dispositivos externos a través de los componentes *Mem Map* y *CM3 MCU*. El flujo de video, luego de ser procesado por el componente *Color Selection* es modificado nuevamente a fin de incorporar marcas que permiten observar la posición donde se pretende ubicar la esfera (componente *Draw Set Point*), la posición donde se detectaron las coordenadas de la esfera (componente *Draw Point*) y marcar el borde del área de interés (componente *Draw Rect*). Debido a que la señal de video tiene una velocidad de 30 cuadros por segundo, pero se genera una señal de video con la misma resolución pero a 60 cuadros por segundo, se utiliza un componente *Frame Buffer* a fin sincronizar los flujos de video. El componente *Video Generator* origina las señales de sincronización para la interfaz HDMI, así como las señales para recuperar cada cuadro desde el *Frame Buffer*. En este punto hay un detalle particular y es debido a la forma en la que se ha implementado este componente, requiere una señal previa al inicio de cada línea de video a fin de poder recuperar de modo correcto la información.

En el esquema (Fig. 1), en favor de la claridad, se han omitido las señales de *reset* así como las de de *clock* (estas últimas han sido indicadas pero no conectadas). Las diferentes señales de *clock* se generan desde un oscilador incluido en la placa de desarrollo de 27 MHz, generando a partir de este señales derivadas (componentes *PLL*, *ClkDiv5* y *ClkDiv2*).

La comunicación entre la FPGA y el módulo ESP32 se realiza a través de los pines 48 (*tx*) y 47 (*rx*), que en la FPGA también son utilizados para inicializar el dispositivo desde una memoria FLASH con interfaz MSPI. La comunicación se realiza a 460800 bps, tanto entre la FPGA, el módulo ESP32 y la computadora personal. El protocolo de comunicación implementado se basa en paquetes que incluyen una marca de inicio, longitud del paquete, identificación de la acción a realizar, argumentos requeridos para la acción, suma de comprobación y marca de finalización. Por cada paquete enviado

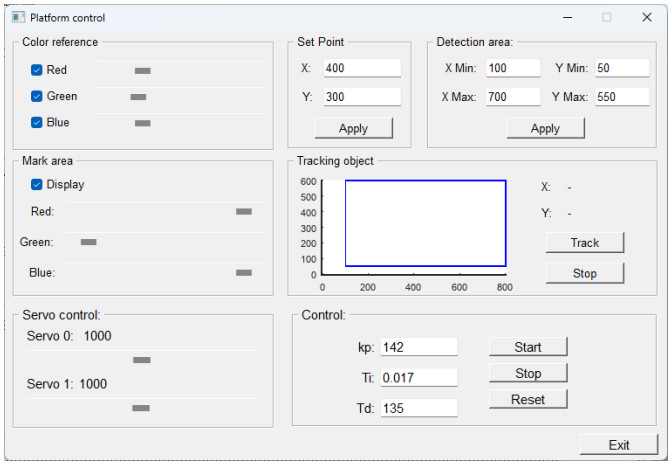


Figura 2. Aspecto de la aplicación de control ejecutándose en GNU Octave

desde la computadora personal se genera una respuesta con un paquete de características similares que indica el éxito de la operación y el resultado obtenido en caso de ser pertinente. El procesamiento de los paquetes se realizó utilizando máquinas de estado. En el caso de los microcontroladores se utilizó la misma implementación basada vectores de punteros a funciones utilizando lenguaje C, modificando la identificación de los paquetes a los que responder según el dispositivo. Así el módulo ESP32 retransmite todos los paquetes pero actúa sobre los servos solo cuando recibe paquetes asociados a esta acción, confirmando la operación a quién envió el paquete (la computadora personal o el núcleo Cortex M3).

En la Fig. 2 puede observarse el aspecto de la aplicación desarrollada para GNU Octave utilizando guiEditor [1]. En ella pueden observase las diferentes opciones de configuración y control, particularmente la posibilidad de modificar la posición de los actuadores lineales a través del módulo ESP32 a fin de estabilizar la esfera sobre la plataforma fijando de este modo las condiciones iniciales de estabilidad para el algoritmo de control. También se observan las opciones de configuración relacionadas con el módulo de detección en la FPGA permitiendo indicar los umbrales de color para la detección así como opciones de representación.

Para la implementación del algoritmo de control se consideró que la acción sobre cada uno de los ejes es independiente, tratándose como dos sistemas SISO que cuentan con un controlador digital PID [2] diferente pero utilizando los mismos parámetros k_p, T_i y T_D. La expresión del controlador utilizada está dada por la ecuación 1. Los valores de los parámetros pueden indicarse desde la interfaz de control, mientras que el valor del tiempo de muestreo T_s es determinado en cada iteración y del orden de 1/30 s $\approx$ 33 ms guardando correspondencia con la frecuencia de los cuadros de video de la cámara.

$$y_{rk} = y_{r0} + \left[k_p e_k + \frac{T_s}{T_i} \sum_{j=1}^{k} e_j + \frac{T_D}{T_s}(e_k - e_{k-1}) \right] \quad (1)$$

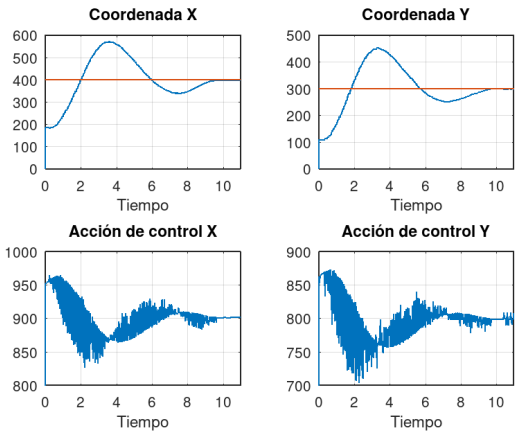


Figura 3. En la primera fila se presentan gráficas de la respuesta del sistema con posición inicial detectada (185, 108) y posición objetivo (400, 300). En la segunda fila se observa la acción de control realizada en cada eje.

III. Conclusiones y resultados

La versión del sistema presentada es la tercera, debido a que se encontraron diferentes inconvenientes con el diseño en 2 iteraciones previas. Debido a la falta de disponibilidad de puertos libres en el kit utilizado, en la segunda versión se incorporó un controlador PWM dedicado (PCA9685), que resultaba conveniente por utilizar una interfaz I2C para su control. Así, desde la interfaz utilizada para configurar la cámara de video era posible controlar los actuadores, eliminando la necesidad de contar el módulo ESP32 utilizado o un microcontrolador adicional. En esta configuración se encontró que utilizando 400 kHz para comunicarse con el controlador (frecuencia utilizada por la interfaz de la cámara) solo se lograba una frecuencia de acción del orden de 14 Hz sobre los actuadores, lo que limitaba la acción de control e impedía acompañar la dinámica del sistema. El uso del módulo ESP32 salvó este inconveniente, a costa de aumentar la velocidad de comunicación de las interfaces UART, pasando de 115200 bps a 460800 bps a fin de que la retransmisión de los paquetes no impacte en la velocidad de comunicación final.

En lo que respecta a la implementación realizada en la FPGA en una primera iteración de diseño se utilizó la misma resolución en la cámara pero se generó el video con una resolución de 1280 píxeles de ancho y 720 de alto (720p), centrando la imagen de la cámara y agregando otros indicadores en la señal de video. Esta configuración hizo necesario utilizar una frecuencia de reloj del orden de 371 MHz para la generación de la señal HDMI requerida por el componente *DVI TX* de la Fig. 1 y 74 MHz de frecuencia de reloj para el flujo de video. Al trabajar con estas frecuencias, el módulo de detección no pudo implementarse de modo correcto en la FPGA por no lograr la frecuencia de propagación de señales requerida en el diseño. Ocasionalmente se encontró un correcto funcionamiento, pero inestabilidad en la imagen.

La configuración presentada en este trabajo utilizó el 61 % de los recursos lógicos (LUT y ALU), 47 % de los registros lógicos y el 90 % de los bloques de memoria RAM disponibles en la FPGA. El módulo correspondiente núcleo Cortex M3 fue configurado a fin de utilizar 32 KB de memoria FLASH y 8 KB de memoria RAM, siendo utilizados por el firmware 16 KB de memoria de programa y 3100 bytes entre los segmentos DATA y BSS. En el esquema del sistema se presenta el uso de un *PLL*, pero se utilizan los dos disponibles ya que el *Frame Buffer* requiere de un *PLL* adicional a fin de generar la señal de reloj utilizada por la memoria HyperRAM que almacena la información de los cuadros de video. Estos resultados sugieren que pueden incorporase más funcionalidades al sistema, sobre todo a las acciones realizadas por el microcontrolador. Respecto a los recursos lógicos libres una limitante observada es la frecuencia a la que pueden operar.

La técnica de detección de posición utilizada introduce un retardo del orden de la duración de un cuadro de video. Esto se debe a que el valor del promedio geométrico de todos los puntos identificados como de interés se tienen recién al finalizar la información de un cuadro. Esto también impacta en la representación de la posición de la esfera en el flujo de video, no obstante, debido a la dinámica del sistema no introduce un error apreciable.

El uso del promedio geométrico en vez del aritmético para determinar la coordenada de la esfera a partir de los puntos donde se detecta diferencia de color se debe a que los recursos disponibles en la FPGA no son suficientes para dimensionar contadores y acumuladores considerando los máximos valores que estos podrían almacenar.

El ajuste de los parámetros del controlador se realizó de modo empírico, siendo objeto de trabajos futuros un estudio analítico. Utilizando una esfera de acero de 17 g y 16 mm de diámetro, con parámetros del controlador $k_p = 192$, $T_i = 0.013$ y $T_D = 175$ se lograron las respuestas presentadas en la Fig. 3. Resultados similares se obtuvieron al utilizar diferentes posiciones iniciales y objetivo. En algunas pocas experiencias, de modo aleatorio, y debido a lo que se presume son deformaciones en la esfera y/o plataforma, estando la esfera próxima a la posición objetivo no la alcanza. Cobrando un valor significativo la componente integral del controlador y haciendo que se aleje de la posición deseada para luego volver a acercarse. Si bien se observó este fenómeno en pocas oportunidades, es significativo a la hora de seleccionar los materiales para reproducir el sistema.

Cabe mencionar que, si bien la acción de control se calcula en una computadora personal, pruebas realizadas en el núcleo Cortex M3 y en el módulo ESP32 permiten concluir que son capaces de realizarlas.

El material asociado al desarrollo del proyecto, así como información adicional necesaria para reproducirlo se encuentra disponible en [3].

Referencias

[1] E. S. Burgos and E. J. Adam, “Graphical user interface editor for octave applications,” *Engineering Reports*, vol. 2, no. 11, p. e12269, 2020.
[2] E. Adam, “Forma digital del controlador pid,” in *Instrumentación y control de procesos: notas de clase*. Ediciones UNL, 2020, ch. 9.
[3] E. S. Burgos, A. R. Dachary y F. A. Sala, “Repositorio oficial del proyecto,” https://gitlab.com/labinformatica/plataforma2gl, 2025.

Categoría

Foro Tecnológico

Internet de las Cosas

Área Temática

ISBN 978-631-90145-3-2 - Congreso Argentino de Sistemas Embebidos CASE 2025 - 31 de julio al 1 de agosto

IoT-Based Embedded System for Autonomous Hydrogen Peroxide Dosing to Control Cyanobacteria in Eutrophic Lakes

Fernando Gallardo*
Departamento de Electronica
Universidad Nacional de Cordoba
Cordoba, Argentina
fgallardo@unc.edu.ar

Franco Strappazzon
Departamento de Electronica
Universidad Nacional de Cordoba
Cordoba, Argentina
franco.strappazon@mi.unc.edu.ar

Bruno Menegozzo
Departamento de Electronica
Universidad Nacional de Cordoba
Cordoba, Argentina
brunomenegozzo@mi.unc.edu.ar

Pablo Petrashin
Departamento de Electronica
Universidad Nacional de Cordoba
Cordoba, Argentina
ppetrashin@unc.edu.ar

***Abstract*— Eutrophication is a global concern that disrupts aquatic ecosystems, often resulting in harmful cyanobacterial blooms with severe environmental, health, and economic implications. This paper presents the design and implementation of a low-cost, IoT-enabled embedded system for the autonomous dosing of hydrogen peroxide (H_2O_2) to mitigate cyanobacteria proliferation in eutrophic lakes. The prototype, tested in the San Roque Reservoir (Córdoba, Argentina), combines real-time image processing with embedded electronics to detect phycocyanin pigments—indicative of cyanobacterial presence—and trigger controlled H_2O_2 release accordingly.**

The system is composed of two wireless modules: (1) a camera unit that captures and analyzes spectral bands linked to cyanobacteria, and (2) a dosing unit that activates the chemical release mechanism. These modules communicate using the ESP-NOW protocol, and system parameters can be configured remotely via a built-in web interface. Experimental results validate the system's capability to detect bloom events and effectively reduce cyanobacterial concentration through targeted dosing. This approach offers an innovative, scalable, and environmentally responsible tool for water quality management in natural and artificial reservoirs, with potential applications in bioengineering and environmental monitoring.

Keywords*— *Eutrophication, cyanobacteria, Hydrogen peroxide

I. Introduction

Eutrophication, due to excess nutrients in aquatic systems, causes harmful cyanobacterial blooms, affecting water quality and health. Conventional control methods like copper-based algaecides can have negative environmental effects and may lead to resistance. Hydrogen peroxide (H_2O_2) has gained attention as a selective, environmentally friendly alternative due to its decomposition into water and oxygen.

A. Mechanism of Action

H_2O_2 generates reactive oxygen species that selectively lyse cyanobacteria cells without affecting most eukaryotic phytoplankton [1].

B. Field Applications and Efficacy

Studies show that low concentrations of H_2O_2 can significantly reduce cyanobacterial biomass. For example, in lakes dominated by Planktothrix agardhii, 0.33 mg•L^{-1} halved chlorophyll-a levels in 14 hours, and 3.33 mg•L^{-1} also reduced COD and coliforms [2]. Other studies confirm long-lasting effects up to seven weeks, with minimal impact on other organisms [1].

C. Factors Influencing Success

Effectiveness depends on bloom density [3], dissolved organic matter [4], and temperature [4], all of which influence H_2O_2 degradation and availability.

D. Innovations

Slow-release metallic peroxide granules have shown promise for maintaining effective H_2O_2 levels. Field trials in Cyprus suggest good results, though further optimization is needed [5].

E. Considerations

Further research is required to determine optimal dosages, assess environmental impact, and ensure regulatory compliance.

II. The Problem Faced

The uncontrolled growth of cyanobacteria in eutrophic water bodies represents a growing environmental concern. Despite the availability of conventional treatments, most are either costly, ecologically damaging, or inefficient in dynamic lake conditions. In this context, the present work proposes an IoT-based embedded solution to monitor and mitigate cyanobacterial blooms using a targeted, autonomous dosing strategy.

The framework focuses on eutrophication and the use of H_2O_2 to control cyanobacteria.

A. Eutrophication

Caused by excess nitrogen and phosphorus, often due to human activity.

B. Geographical Context

San Roque Reservoir in Córdoba, Argentina, is used as a case study due to favorable conditions for cyanobacterial blooms [10].

C. Impacts

Includes ecosystem imbalance, toxin production, and degraded water quality [11, 14].

D. Legislative Context

Argentina lacks specific laws on cyanotoxins; WHO guidelines are used instead.

E. Control Methods

Include nutrient reduction, aeration, biomass removal, and algaecides. H_2O_2 stands out for its environmental benefits and selectivity [7–9].

F. Image Analysis

Cyanobacteria detection uses color analysis (RGB, HSV, YCbCr) [15].

G. Wireless Communication

ESP-NOW enables direct ESP32-to-ESP32 communication; LoRaWAN is also considered for long-range scenarios.

H. Torricelli's Principle

Used to calculate solenoid valve opening time based on liquid height and volume.

III. Design and Development of the Prototype

The system includes a camera module and an actuator module, communicating via ESP-NOW and configurable via Wi-Fi. The components are:

A. Camera Module

ESP32-CAM and OV2640 camera capture water images. Analyzed using color algorithms in YCbCr space. Determines cyanobacteria-affected area and sends data via ESP-NOW.

B. Actuator Module

DOIT ESP32 DevKit v1 receives data. Calculates H_2O_2 dose and uses HC-SR04 to measure tank level. Activates solenoid valve via relay for proper dosing using Torricelli's principle [16].

C. Alerts

Sends WhatsApp alerts for bloom severity (cyanometer) and low tank level.

D. Communication and Configuration

ESP-NOW handles module communication. Wi-Fi allows web-based parameter setting (e.g., valve diameter, pigment thresholds, contact numbers). WhatsApp API sends real-time alerts.

E. Software Design

Developed in Arduino IDE using ESP32 libraries for camera control, ESP-NOW, Wi-Fi, web server, and WhatsApp integration.

Fig. 1: System block diagram

Fig. 2: Microcontroller wiring diagram

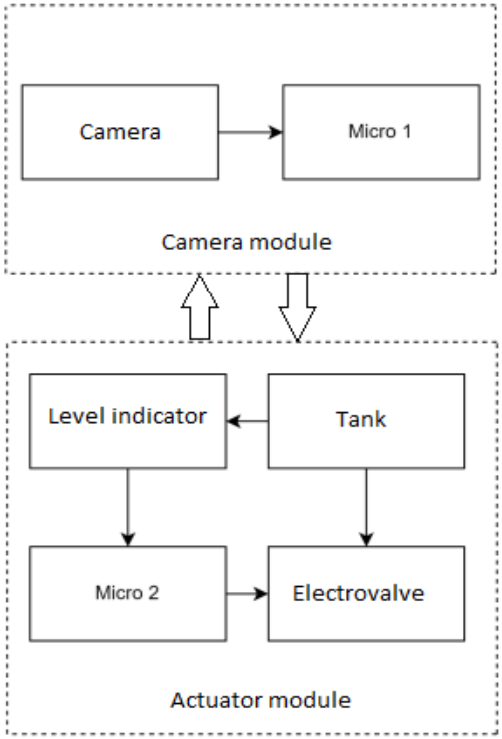


Fig. 1. Block Level diagram of the proposed system.

Testing confirmed the effectiveness of H_2O_2 in reducing cyanobacteria and the accuracy of the detection and dosing system. Treated samples showed visible discoloration compared to controls. Calibration of color detection values optimized the system for Lake San Roque conditions. The prototype offers an innovative, adaptable, and low-cost solution, combining image analysis, electronic control, and wireless communication for continuous monitoring and precise dosing, contributing to better water quality and ecosystem protection.

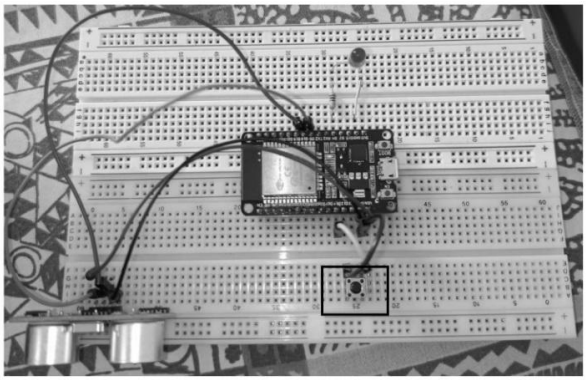


Fig. 2. Experimental wiring of the ESP32 system

IV. Results and Discussion

The prototype for automated hydrogen peroxide (H_2O_2) dosing to control cyanobacteria in eutrophic lakes was successfully developed as an IoT-based system, integrating hardware, software, and wireless communication for real-time monitoring and response.

A. Effect of Hydrogen Peroxide:

Lab tests using water from Lake San Roque confirmed that a 3 mg/L H_2O_2 concentration effectively reduced cyanobacteria, evident from the significant discoloration of treated samples. The results align with known effects of H_2O_2 on disrupting cyanobacterial photosynthesis.

B. Calibration of Detection Values:

Image analysis, based on the YCbCr color space, was initially guided by theoretical pigment values. However, empirical calibration using real samples allowed the system to adapt to environmental variables like lighting and water conditions, improving detection accuracy. This calibration was essential for precise and reliable operation in a natural setting.

C. Prototype Functionality:

The IoT system consists of two modules:

Camera module: Captures and processes images to detect cyanobacteria presence.

Actuator module: Calculates the appropriate H_2O_2 dose and controls delivery via an electromechanical valve.

Modules communicate wirelessly via ESP-NOW and connect to Wi-Fi for remote configuration and alerting. Through a web interface and WhatsApp integration, the system allows real-time monitoring of bloom severity and tank levels, demonstrating the value of IoT in environmental water quality management.

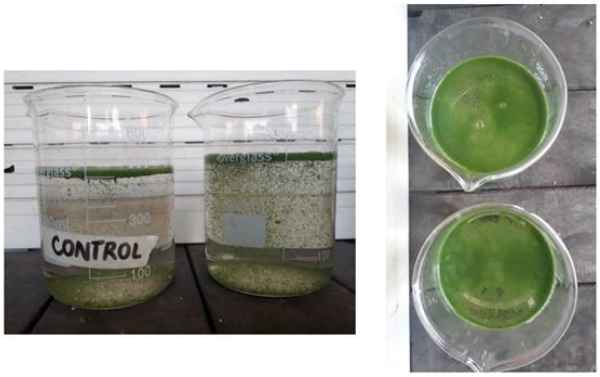


Fig. 3. Initial state of the samples

Fig. 4. Test after 8 hours with hidrogen peroxide

As shown in Figure 3, the initial condition of the water samples exhibits a high density of cyanobacteria, visible as a strong pigmentation.

Figure 4 illustrates the results after 8 hours of H_2O_2 application, where a noticeable discoloration can be observed.

As depicted in Figure 5, after 24 hours of exposure to hydrogen peroxide, cyanobacteria concentration continues to decrease significantly.

Fig. 5. Test after 24 hours with hidrogen peroxide

The project resulted in a functional IoT-based prototype for H_2O_2 dosing to mitigate cyanobacteria in eutrophic lakes. Empirical calibration of the image-based detection system ensured adaptation to real-world conditions, enhancing system accuracy.

The modular design supports scalability, enabling the addition of more actuator units for localized dosing across different lake zones. Wireless technologies like ESP-NOW and Wi-Fi allow for easy deployment, remote monitoring, and control. A web-based interface ensures user-friendly configuration of system parameters from any location.

Figure 6 presents a sample image processed with calibrated YCbCr parameters, showing the detection area used for dosing decisions.

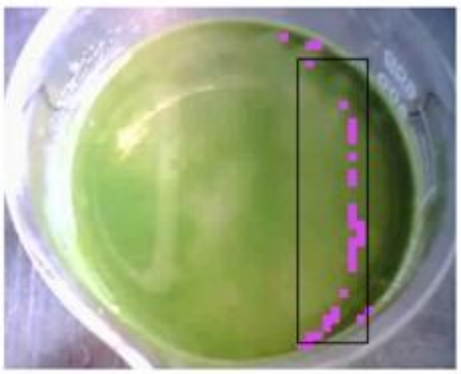


Fig. 6. Test image. Configurated detection at Y=125, Cb=90 and Cr=50

While the system performed well in controlled settings, extended field testing is needed to evaluate performance under varying environmental conditions in Lake San Roque. Incorporating additional IoT sensors (e.g., for temperature, pH, and nutrient levels) is recommended to refine dosing decisions and improve understanding of aquatic ecosystem dynamics.

The developed prototype represents a significant advancement in addressing the challenges of eutrophication and cyanobacteria blooms. The combination of image analysis, electronic control, and wireless communication technologies opens new possibilities for water quality monitoring and management in lakes and reservoirs.

V. Conclusion

The project successfully developed an IoT-enabled prototype for hydrogen peroxide (H_2O_2) dosing to control cyanobacteria in eutrophic lakes. The system, composed of a camera module and an actuator module connected via ESP-NOW wireless communication, demonstrated effective detection and accurate H_2O_2 dosing based on real-time image analysis.

Designed with modularity and scalability in mind, the prototype supports easy integration of additional actuator modules for distributed dosing across different lake zones. Its web-based user interface enables remote parameter configuration, enhancing usability and system flexibility.

Key features include:

IoT Integration: Wireless communication (ESP-NOW and Wi-Fi) allows for decentralized sensing and actuation, plus real-time monitoring and alerts via WhatsApp.

Empirical Calibration: Fine-tuning of the YCbCr-based image detection system ensures reliable operation under variable lighting and environmental conditions.

Automation and Adaptability: The system automates H_2O_2 application according to cyanobacteria bloom severity, adapting to the specific ecosystem of Lake San Roque.

Future improvements include extended field testing, integration of additional IoT sensors (e.g., temperature, pH, nutrients), and environmental impact studies. Overall, the project presents a cost-effective, connected, and environmentally conscious solution to water quality challenges through the application of IoT technologies. Additionally, field campaigns are being planned in collaboration with regional water authorities to evaluate long-term performance. Further integration with sensors for parameters like pH, temperature, and nutrient load will help optimize the dosing strategy and support broader ecological studies.

Acknowledgment

The project has been developed by Bruno Menegozzo and Franco Strappazzon, under the supervision of Fernando Gallardo and Pablo Petrashin, to fulfill the requirements for obtaining the degree of Electronic Engineer at the Universidad Nacional de Córdoba.

References

[1] Matthijs HC, Visser PM, Reeze B, Meeuse J, Slot PC, Wijn G, Talens R, Huisman J. Selective suppression of harmful cyanobacteria in an entire lake with hydrogen peroxide. Water Res. 2012 Apr 1;46(5):1460-72. doi: 10.1016/j.watres.2011.11.016. Epub 2011 Nov 13. PMID: 22112924.

[2] Bauzá L, Aguilera A, Echenique R, Andrinolo D, Giannuzzi L. Application of hydrogen peroxide to the control of eutrophic lake systems in laboratory assays. Toxins (Basel). 2014 Sep 9;6(9):2657-75. doi: 10.3390/toxins6092657. PMID: 25208009; PMCID: PMC4179153.

[3] Weenink EF, Luimstra VM, Schuurmans JM, Van Herk MJ, Visser PM, Matthijs HC. Combatting cyanobacteria with hydrogen peroxide: a laboratory study on the consequences for phytoplankton community and diversity. Front Microbiol. 2015 Jul 22;6:714. doi: 10.3389/fmicb.2015.00714. PMID: 26257710; PMCID: PMC4510418.

[4] Buley RP, Gladfelter MF, Fernandez-Figueroa EG, Wilson AE. Complex effects of dissolved organic matter, temperature, and initial bloom density on the efficacy of hydrogen peroxide to control cyanobacteria. Environ Sci Pollut Res Int. 2023 Mar;30(15):43991-44005. doi: 10.1007/s11356-023-25301-4. Epub 2023 Jan 21. PMID: 36670225.

[5] Keliri, E., Paraskeva, C., Sofokleous, A. et al. Occurrence of a single-species cyanobacterial bloom in a lake in Cyprus: monitoring and treatment with hydrogen peroxide-releasing granules. Environ Sci Eur 33, 31 (2021). https://doi.org/10.1186/s12302-021-00471-5

[6] I. C. Daga, M. C. Fernández Belmonte, and S. M. Reyna, "Composición algal y bioindicadores de calidad de agua. Caso de estudio: Embalse San Roque", Córdoba. Argentina. Cuadernos del CURIHAM., vol. 26, pp. 1–11, 2020. doi: 10.35305/curiham.v26i0.143.

[7] Ministerio de salud de la Nación, Cianobacterias como determinantes ambientales de la salud. Buenos Aires: Giannuzzi, Leda, 2017.

[8] Bonilla, "Cianobacterias y cianotoxinas en ecosistemas límnicos de Uruguay," INNOTEC, no. 10, pp. 9–22, 2015. ISSN: 1688-3691.

[9] H. C.P. Matthijs, P. M. Visser, and B. Reeze, "Selective suppression of harmful cyanobacteria in an entire lake with hydrogen peroxide," 2011.

[10] M. W. Lusty and C. J. Gobler, "The Efficacy of Hydrogen Peroxide in Mitigating Cyanobacterial Blooms and Altering Microbial Communities across Four Lakes in NY, USA," 2020.

[11] X. Tan, "Effects of light color on interspecific competition between Microcystis aeruginosa and Chlorella pyrenoidosa in batch experiment," Environmental Science and Pollution Research., vol. 27, pp. 344–352, 2020.

[12] Jorgensen, Applications in Ecologycal Engineering. Ed. 2009. Lake Restoration Methods. Copenhagen, Denmark: Copenhagen University, 2008, pp. 85–90.

[13] Espressif Systems, "ESP32 Series Datasheet," versión 4.5, 2024.

[14] Gestión Integral de Cianobacterias en la Provincia de Buenos Aires - 4ta Cohorte.

[15] Z. Chen, J. Li, and M. Chen, "Microcystis aeruginosa removal by peroxides of hydrogen peroxide, peroxymonosulfate and peroxydisulfate without additional activators," 2021.

[16] Minaglia, "Estudio del crecimiento de Microcystis Aeruginosa y de la producción de microcystina en cultivo de laboratorio," Doctoral Thesis, Universidad Nacional de La Plata, Facultad de Ciencias Exactas, Departamento de Ciencias Biológicas, 2018.

Hacia una comunicación unificada en IoT: una solución basada en middleware

Claudio Omar Biale*, Selva Nieves Ivaniszyn*, Rubén Luis María Castaño* y Ariel Lutenberg†
*Departamento de Informática, Facultad de Ciencias Exactas, Químicas y Naturales - Universidad Nacional de Misiones
Apóstoles, Argentina
{claudiobiale, selvai, rcastano}@fceqyn.unam.edu.ar
†CONICET, Laboratorio de Sistemas Embebidos, Facultad de Ingeniería - Universidad de Buenos Aires
Buenos Aires, Argentina
alutenb@fi.uba.ar

***Resumen*—La Internet de las Cosas está compuesta por una gran variedad de dispositivos y arquitecturas que dependen de múltiples protocolos de comunicación para el intercambio de datos. Esta diversidad tecnológica, aunque impulsa la flexibilidad y adaptabilidad de las aplicaciones, también genera desafíos de interoperabilidad. En este trabajo: (1) presentamos un nuevo middleware diseñado para facilitar la interoperabilidad entre distintos protocolos de Internet de las Cosas, (2) detallamos las estrategias de diseño e implementación utilizadas en el middleware y (3) presentamos un ejemplo de aplicación y evaluamos el middleware en diferentes escenarios de prueba.**

***Palabras Clave*—Internet de las Cosas, middleware, interoperabilidad, MQTT, CoAP, HTTP, capa de abstracción, API, protocolos de comunicación.**

I. Introducción

La Internet de las Cosas (IoT) ha experimentado un crecimiento significativo en los últimos años, impulsando el desarrollo de sistemas que abarcan una amplia gama de dispositivos, protocolos de comunicación y arquitecturas. Sin embargo, esta diversidad introduce desafíos de interoperabilidad que dificultan la integración fluida de dispositivos y plataformas heterogéneas [1]. Los desafíos de interoperabilidad existen en múltiples niveles, incluyendo la red, la mensajería, el formato de datos y las capas semánticas [2]. La falta de estandarización entre dispositivos y protocolos de IoT dificulta la comunicación fluida y el intercambio de datos [3].

Se han propuesto varias soluciones middleware para abordar el problema de interoperabilidad de protocolos en el contexto de IoT. En [4] desarrollaron una extensión de broker para una integración fluida de CoAP y MQTT, mientras que en [5] introdujeron PolyglIoT, un traductor multiprotocolo que considera los requisitos de QoS. En [6] presentaron In.IoT, un middleware escalable compatible con MQTT, CoAP y HTTP. En [7] propusieron una solución basada en gateway que integra protocolos de IoT con el paradigma de la Web de las Cosas. En [8] diseñaron un middleware basado en el patrón interceptor para la interoperabilidad de protocolos. En [9] desarrollaron un traductor transparente que aborda la interoperabilidad tanto de protocolos como sintáctica. En [10] demostraron Ponte para la interoperabilidad de MQTT y CoAP, y en [11] introdujeron el Interconector MQTT-CoAP como una solución ligera. Estos enfoques buscan facilitar la comunicación transparente entre diferentes protocolos de IoT, mejorando así la interoperabilidad general del sistema.

En este trabajo proponemos un middleware diseñado para facilitar la interoperabilidad entre distintos protocolos IoT. A diferencia de las soluciones existentes, nuestro enfoque introduce una capa de abstracción que permite la publicación, suscripción y desuscripción sobre tópicos de manera uniforme en CoAP, MQTT y HTTP, sin exponer al desarrollador las diferencias subyacentes entre estos protocolos. Este middleware reduce significativamente la complejidad del desarrollo y el tiempo de implementación en entornos heterogéneos. Se implementa dentro del ecosistema SensorWave [12], pero su diseño es independiente, permitiendo su aplicación en una variedad de entornos IoT.

Las principales contribuciones de este trabajo son:

- Abstracción homogénea de comunicación: se introduce un middleware que proporciona una API unificada basada en el modelo de publicación suscripción, permitiendo que los desarrolladores trabajen con estos conceptos sin preocuparse por las diferencias entre protocolos.
- Modelo de tópicos en todos los protocolos: se extiende el uso de tópicos más allá de MQTT, incorporándolos en CoAP y HTTP, proporcionando una estructura uniforme para la organización y distribución de mensajes.
- Extensión de CoAP y HTTP con suscripción y desuscripción: se implementa un mecanismo que permite suscribirse y desuscribirse en CoAP y HTTP, emulando un modelo de publicación-suscripción en protocolos tradicionalmente orientados a cliente-servidor.

II. Diseño e implementación

II-A. Middleware

La solución propuesta se basa en un servidor que se encarga de traducir mensajes en tiempo real entre los distintos protocolos soportados y de transmitirlos a los dispositivos correspondientes. En la Figura 1 se presenta la arquitectura general del middleware propuesto, cuya estructura se basa en dos componentes principales:

- Capa de conexión: establece y mantiene la comunicación con el broker MQTT e implementa los servidores HTTP y CoAP.

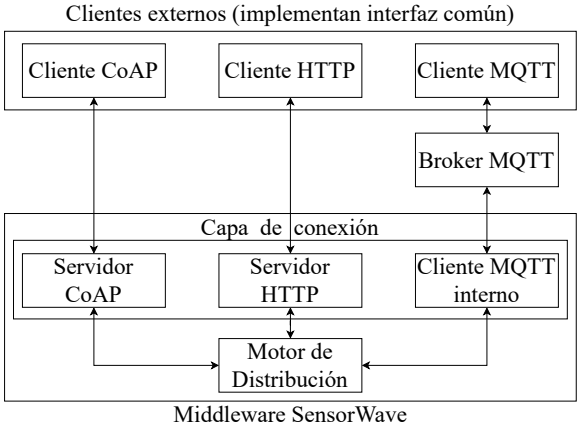


Fig. 1: Componentes del sistema.

- Motor de distribución: reenvía los mensajes publicados a todos los protocolos, asegurando su propagación cruzada.

Para que los clientes se comuniquen con el middleware, diseñamos e implementamos una capa de abstracción que expone una interfaz de programación uniforme basada en el modelo de publicación-suscripción, independientemente del protocolo subyacente.

El sistema traduce las peticiones de suscripción de manera específica para cada protocolo soportado:

- MQTT: La suscripción se implementa mediante el mecanismo nativo de suscripción a tópicos proporcionado por el protocolo MQTT, y se utiliza un broker externo al que se conecta el middleware.
- CoAP: Las suscripciones se materializan a través de solicitudes GET con la opción Observe establecida, conforme a la especificación RFC 7641 [13]. Este mecanismo permite a los clientes CoAP recibir notificaciones asíncronas cuando el recurso observado se modifica.
- HTTP: Para este protocolo, las suscripciones se implementan mediante conexiones Server-Sent Events (SSE) establecidas a través de solicitudes GET iniciales que especifican el tópico. Este enfoque permite mantener un canal de comunicación unidireccional persistente desde el servidor hacia el cliente.

Las operaciones de publicación se traducen según el protocolo utilizado por el cliente emisor:

- MQTT: Las publicaciones se efectúan mediante el método estándar de publicación en tópicos especificado en el protocolo MQTT.
- CoAP: Para publicar información, los clientes ejecutan solicitudes POST dirigidas a la ruta correspondiente al recurso objetivo. El middleware mapea esta ruta a un tópico en el protocolo MQTT o una ruta en el protocolo HTTP.
- HTTP: las publicaciones se realizan mediante solicitudes POST donde se especifica el tópico como parte del cuerpo del mensaje.

El funcionamiento del motor de distribución puede descomponerse en tres fases funcionales. La primera fase, correspondiente a la recepción del mensaje entrante, es gestionada por los manejadores específicos de cada protocolo, quienes al identificar una publicación válida invocan al motor de distribución con el mensaje y su tópico asociado. En la segunda fase, se determinan todos los clientes registrados como receptores para el tópico correspondiente, categorizados por protocolo. Estos incluyen los suscriptores MQTT al tópico específico, los clientes CoAP con observadores activos para la ruta correspondiente y las conexiones HTTP-SSE activas para la ruta asociada. Finalmente, en la tercera fase, el mensaje es transmitido utilizando los mecanismos propios de cada protocolo: publicación directa en el broker para MQTT, notificaciones asincrónicas conforme a RFC 7641 para los observadores CoAP y eventos a través de canales dedicados para las conexiones HTTP-SSE. Para prevenir bucles infinitos de reenvío, el middleware implementa un mecanismo de control mediante una bandera denominada *original*, que se establece como verdadera cuando un cliente publica un mensaje en cualquier protocolo. Al ser procesado el mensaje, esta bandera se cambia a falsa antes de redistribuir el mensaje, lo que evita que los mensajes propagados sean redistribuidos nuevamente por sus receptores. Este mecanismo de traducción y distribución permite la comunicación transparente entre dispositivos que utilizan distintos protocolos, sin requerir que los desarrolladores implementen lógica específica para cada protocolo en sus aplicaciones.

El middleware utiliza el broker MQTT NanoMQ [14] y está escrito en el lenguaje de programación Go. Se utilizan las bibliotecas Paho MQTT [15] para el soporte MQTT, Go-CoAP [16] para el soporte CoAP y net/http para HTTP.

II-B. Bibliotecas cliente

Se han implementado bibliotecas cliente específicas para los protocolos de comunicación soportados por el middleware en el lenguaje de programación Go y para la plataforma ESP32, y se utiliza el framework de desarrollo ESP-IDF (Espressif IoT Development Framework).

Mediante las funciones implementadas, es posible conectarse al broker MQTT o a los servidores CoAP o HTTP, suscribirse y desuscribirse a tópicos, publicar mensajes y cerrar la conexión. En las Tablas I y II se visualiza el formato de las funciones desarrolladas.

Función	Formato
Conexión	conectar(host, puerto) : cliente
Suscripción	(cliente) suscribir(tópico, callback)
Publicación	(cliente) publicar(tópico, payload)
Desuscripción	(cliente) desuscribir(tópico)
Desconexión	(cliente) desconectar()

Tabla I: Formato de las funciones para el lenguaje de programación Go

Función	Formato
Conexión	middleware_conectar(protocolo, host, puerto)
Suscripción	middleware_suscribir(tópico, callback)
Publicación	middleware_publicar(tópico, payload)
Desuscripción	middleware_desuscribir(tópico)
Desconexión	middleware_desconectar()

Tabla II: Formato de las funciones para el framework ESP-IDF

II-C. Comparación con trabajos relacionados

Para contextualizar las contribuciones de este trabajo, en la Tabla III se presenta una comparación entre el middleware propuesto y las principales soluciones existentes

Solución	Protocolos	API Unificada
[4]	CoAP, MQTT	✗
[5]	AMQP, DDS, Kafka, MQTT	✗
[6]	CoAP, HTTP, MQTT	✗
[7]	CoAP, MQTT, expandible	Parcial
[8]	CoAP, MQTT, expandible	✗
[9]	CoAP, HTTP, MQTT	✗
[10]	AMQP, CoAP, HTTP, MQTT	✗
[11]	CoAP, MQTT	✗
Este trabajo	CoAP, HTTP, MQTT	✓

Tabla III: Comparación de características entre soluciones middleware para interoperabilidad IoT

de interoperabilidad IoT. La comparación evalúa aspectos clave como el soporte de protocolos y la provisión de una API unificada.

Como se observa, el middleware propuesto es la única solución que combina una API unificada con la extensión completa del modelo de publicación-suscripción a protocolos tradicionalmente cliente-servidor como HTTP y CoAP, utilizando SSE y la opción Observe respectivamente.

III. Resultados obtenidos

III-A. Ejemplo de aplicación

Para ilustrar la utilidad del middleware propuesto, consideremos un escenario de monitoreo ambiental que integra dispositivos heterogéneos operando bajo los diferentes protocolos soportados. El sistema está compuesto por sensores de temperatura basados en ESP32 y se utiliza MQTT, sensores de humedad basados en ESP32 y se emplea CoAP y un sistema de análisis de calidad del aire basado en Raspberry Pi que opera mediante HTTP.

La implementación del middleware permite que estos dispositivos heterogéneos interoperen de manera transparente. Un nodo sensor de temperatura basado en ESP32 y que utiliza la biblioteca cliente para el protocolo MQTT establece la conexión inicial con el broker mediante la primitiva *conectar("192.168.1.100", 1883)*. Posteriormente, mediante la primitiva *publicar("sensores/temperatura", {"valor":24.5, "unidad" : "C"})*, transmite las lecturas de temperatura al sistema.

Simultáneamente, un nodo sensor de humedad basado en ESP32 y que utiliza la biblioteca cliente para el protocolo CoAP utiliza la primitiva *conectar("192.168.1.100", 5683)* para establecer comunicación con el servidor CoAP del middleware, y publica datos de humedad mediante *publicar("sensores/humedad", {"valor":65.7, "unidad" : "%"})*.

Un sistema de análisis central que utiliza la biblioteca cliente para el protocolo HTTP puede recibir todos estos datos independientemente del protocolo utilizado por los emisores. Por ejemplo, utilizando la primitiva *conectar("192.168.1.100", 8080)* seguida de las primitivas *suscribir("sensores/temperatura", callback_procesamiento)* y *suscribir("sensores/humedad", callback_procesamiento)*.

El motor de distribución del middleware asegura que cuando un nodo sensor de temperatura o de humedad realiza una publicación, dicha información se propague automáticamente al servidor basado en HTTP, permitiendo que todo el ecosistema de dispositivos opere como una red cohesiva a pesar de sus diferentes protocolos nativos.

Este escenario demuestra cómo el middleware facilita la integración de sistemas heterogéneos mediante una interfaz de programación uniforme, reduciendo significativamente la complejidad del desarrollo y mantenimiento de aplicaciones IoT que abarcan múltiples protocolos de comunicación. El código fuente adaptado a Go se encuentra disponible en [17].

III-B. Evaluación de latencia

Para evaluar el desempeño del middleware se desarrollaron dos programas: un servidor y un cliente de prueba que configura los roles de publicador y suscriptor. El publicador envía 500 mensajes, cada uno con una marca de tiempo, a intervalos aproximados de un segundo. El suscriptor registra el tiempo de recepción de cada mensaje y calcula la latencia como la diferencia entre los tiempos de envío y recepción.

Adicionalmente, se implementaron versiones independientes para medir la latencia de los protocolos HTTP, CoAP y MQTT sin utilizar el middleware.

- En el caso de HTTP, se desarrolló un servidor que responde a solicitudes GET para establecer suscripciones mediante SSE y solicitudes POST para la publicación de mensajes. El cliente HTTP puede operar en dos modos: como publicador, enviando solicitudes POST, o como suscriptor, estableciendo una conexión SSE para recibir mensajes.
- Para CoAP, se implementó un servidor basado en el patrón Observer que gestiona solicitudes GET con opción Observe para suscripciones y solicitudes POST para publicaciones. El cliente CoAP puede funcionar como publicador, enviando solicitudes POST, o como suscriptor, utilizando la función Observe del protocolo para recibir notificaciones.
- Para MQTT, se implementó un cliente de publicación y suscripción similar al utilizado con el middleware, pero conectado directamente a un broker NanoMQ, eliminando la capa intermedia.

Las pruebas se realizaron en un equipo con procesador AMD Ryzen 5 3500U de 1247.504 MHz con 5.7 GiB de memoria, ejecutando Linux Lite 7.0 como sistema operativo y utilizando las bibliotecas cliente implementadas en Go. Todas las aplicaciones se ejecutaron como procesos separados en el mismo equipo, comunicándose a través de localhost, eliminando factores de red para evaluar únicamente la sobrecarga computacional de cada configuración. Los resultados obtenidos se resumen en la Tabla IV.

Protocolos	MW	Lat. (ms)	Med. (ms)	D.E. (ms)
COAP COAP	✓	0.89	0.88	0.11
COAP HTTP	✓	0.81	0.8	0.1
COAP MQTT	✓	1.28	1.28	0.12
HTTP COAP	✓	0.89	0.88	0.12
HTTP HTTP	✓	0.69	0.68	0.09
HTTP MQTT	✓	1.25	1.24	0.15
MQTT COAP	✓	1.17	1.15	0.11
MQTT HTTP	✓	1	0.99	0.08
MQTT MQTT	✓	0.85	0.85	0.06
CoAP	✗	0.74	0.74	0.09
HTTP	✗	0.62	0.62	0.09
MQTT	✗	0.68	0.67	0.07

Tabla IV: Resultados obtenidos para diferentes escenarios de prueba

Los datos revelan que las implementaciones puras de los protocolos presentan latencias promedio menores que sus contrapartes homogéneas en el middleware. CoAP muestra una latencia de 0.74 ms en su implementación pura frente a 0.89 ms con el middleware (incremento del 20.3 %), HTTP registra 0.62 ms en implementación nativa versus 0.69 ms con middleware (aumento del 11.3 %), y MQTT exhibe 0.68 ms en versión pura contra 0.85 ms con middleware (incremento del 25.0 %). En términos de estabilidad, las implementaciones puras muestran desvíos estándar de 0.09 ms para CoAP y HTTP, y 0.07 ms para MQTT, mientras que sus versiones homogéneas en el middleware presentan 0.11 ms, 0.09 ms y 0.06 ms respectivamente, indicando que la estabilidad se mantiene relativamente constante.

Al analizar las configuraciones heterogéneas del middleware, se observa una variación en el rendimiento según la combinación de protocolos. La combinación CoAP-HTTP presenta la menor latencia (0.81 ms) con estabilidad aceptable (desvío estándar 0.10 ms). Las configuraciones que utilizan MQTT como receptor muestran las mayores latencias, con CoAP-MQTT en 1.28 ms y HTTP-MQTT en 1.25 ms. La estabilidad también varía significativamente, desde un desvío estándar de 0.08 ms en MQTT-HTTP hasta 0.15 ms en HTTP-MQTT, evidenciando que algunas combinaciones son inherentemente más variables que otras.

Estos resultados permiten concluir que el middleware introduce un costo modesto en términos de latencia (entre 0.07 y 0.21 ms) comparado con las implementaciones nativas, a cambio de la valiosa capacidad de interoperabilidad entre protocolos distintos. Las configuraciones homogéneas mantienen un comportamiento predecible similar a sus contrapartes puras, mientras que las heterogéneas presentan mayor variabilidad dependiendo de la naturaleza de los protocolos involucrados. Los programas utilizados para esta evaluación se encuentran disponibles en [17].

IV. Conclusiones y trabajos futuros

En este trabajo presentamos un middleware que proporciona una capa de abstracción unificada, permitiendo la publicación, suscripción y desuscripción sobre tópicos de manera uniforme en CoAP, MQTT y HTTP. Detallamos la API propuesta y demostramos su uso. Como trabajos futuros, pretendemos explorar la integración de medidas de seguridad robustas, examinar el papel de la inteligencia artificial en la mejora de la interoperabilidad entre dispositivos de IoT, agregar nuevos protocolos al middleware, implementar soporte para diferentes niveles de Calidad de Servicio (QoS) en la comunicación entre protocolos, y migrar las bibliotecas desarrolladas a otras plataformas.

Referencias

[1] M. Noura, M. Atiquzzaman, and M. Gaedke, "Interoperability in Internet of Things: Taxonomies and Open Challenges," *Mobile networks and applications*, vol. 24, pp. 796–809, 2019.

[2] J. R. Desai, "Internet of Things: Architecture, Protocols, and Interoperability as a Major Challenge," in *Handbook of Research on Implementation and Deployment of IoT Projects in Smart Cities*. IGI Global, 2019, pp. 1–18.

[3] V. R. Konduru and M. R. Bharamagoudra, "Challenges and Solutions of Interoperability on IoT: How Far Have we Come in Resolving the IoT Interoperability Issues," in *2017 international conference on smart technologies for smart nation (SmartTechCon)*. IEEE, 2017, pp. 572–576.

[4] C. Innamorati, A. E. C. Redondi, and M. Cesana, "Designing a Broker Extension for Seamless CoAP and MQTT Interoperability," in *2024 IEEE 8th Forum on Research and Technologies for Society and Industry Innovation (RTSI)*. IEEE, 2024, pp. 437–442.

[5] B. Cabral, R. Venâncio, P. Costa, T. Fonseca, L. L. Ferreira, R. Severino, and A. Barros, "Multiprotocol Middleware Translator for IoT," in *2024 27th Euromicro Conference on Digital System Design (DSD)*. IEEE, 2024, pp. 327–334.

[6] M. A. Da Cruz, J. J. Rodrigues, P. Lorenz, V. V. Korotaev, and V. H. C. De Albuquerque, "In. IoT—A new Middleware for Internet of Things," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 8, no. 10, pp. 7902–7911, 2020.

[7] Z. Benomar, M. Garofalo, N. Georgantas, F. Longo, G. Merlino, and A. Puliafito, "Bridging IoT Protocols with the Web of Things: A Path to Enhanced Interoperability," in *2024 IEEE International Conferences on Internet of Things (iThings) and IEEE Green Computing & Communications (GreenCom) and IEEE Cyber, Physical & Social Computing (CPSCom) and IEEE Smart Data (SmartData) and IEEE Congress on Cybermatics*. IEEE, 2024, pp. 44–51.

[8] A. Talaminos-Barroso, J. Reina-Tosina, and L. M. Roa, "Interceptor Pattern-Based Middleware for IoT Protocol Interoperability," *IoT and Cloud Computing for Societal Good*, pp. 221–244, 2022.

[9] N. Ahmed, A. Sadek, H. Al-Feel, and R. A. AbulSeoud, "Internet of Things Multi-protocol Interoperability with Syntactic Translation Capability," *International Journal of Advanced Computer Science and Applications*, vol. 12, no. 9, pp. 610–620, 2021.

[10] M. Dave, M. Patel, J. Doshi, and H. Arolkar, "Ponte Message Broker Bridge Configuration Using MQTT and CoAP Protocol for Interoperability of IoT," in *International Conference on Computing Science, Communication and Security*. Springer, 2020, pp. 184–195.

[11] M. Dave, J. Doshi, and H. Arolkar, "MQTT-CoAP Interconnector: IoT Interoperability Solution for Application Layer Protocols," in *2020 Fourth International Conference on I-SMAC (IoT in Social, Mobile, Analytics and Cloud)(I-SMAC)*. IEEE, 2020, pp. 122–127.

[12] SensorWave, "SensorWave: Gestión Distribuida de Datos Para Aplicaciones de IOT." [Online]. Available: https://github.com/cbiale/SensorWave/

[13] K. Hartke, "RFC 7641: Observing Resources in the Constrained Application Protocol (CoAP)," 2015.

[14] NanoMQ, "NanoMQ: An Ultra-lightweight MQTT Broker for IoT Edge." [Online]. Available: https://nanomq.io/

[15] Eclipse Foundation, "Eclipse Paho MQTT Go client." [Online]. Available: https://github.com/eclipse-paho/paho.mqtt.golang/

[16] Go-CoAP, "Go-CoAP." [Online]. Available: https://github.com/plgd-dev/go-coap/

[17] SensorWave, "SensorWave: Directorio de pruebas del middleware de comunicación." [Online]. Available: https://github.com/cbiale/SensorWave/tree/main/test/middleware

Categoría

Foro Tecnológico

Protocolos y Comunicaciones

Área Temática

ISBN 978-631-90145-3-2 - Congreso Argentino de Sistemas Embebidos CASE 2025 - 31 de julio al 1 de agosto

Procesamiento de tramas aplicado a banco de ensayo de dispositivos de identificación animal por radiofrecuencia

Fernando Beunza
Departamento de Microelectrónica Aplicada
Instituto Nacional de Tecnología Industrial
Buenos Aires, Argentina
fbeunza@inti.gob.ar

Gustavo Alessandrini
Departamento de Microelectrónica Aplicada
Instituto Nacional de Tecnología Industrial
Buenos Aires, Argentina
galessandrini@inti.gob.ar

***Resumen*—El banco de ensayo para dispositivos de identificación animal por radiofrecuencia requiere un procesamiento preciso de señales para extraer la información almacenada en los dispositivos, considerando diversos ambientes de prueba. Este procesamiento debe cumplir con normas específicas establecidas para garantizar la validez de los resultados. En este trabajo se presenta la solución desarrollada e implementada en el banco de ensayo para satisfacer dichos requisitos.**

Palabras clave—procesamiento, señal, identificación por radiofrecuencia, rfid

I. Introducción

La necesidad de implementar el banco de medición para dispositivos de identificación animal por radiofrecuencia surgió del requerimiento del *Servicio Nacional de Sanidad Animal y Calidad Agroalimentaria* (SENASA), de la República Argentina, a través de su Resolución 1698/19[1]. Dicha resolución exige el cumplimiento de las normas internacionales que regulan los dispositivos para los sistemas de identificación electrónica de animales ISO 11784[2] e ISO 11785[3], además de las recomendaciones del *International Committee for Animal Recording* (ICAR)[4].

La normativa establece dos tipos de sistemas de identificación que deben coexistir. La diferencia radica en el sistema de modulación adoptado por cada uno. Un dispositivo HDX (Half Duplex) responde luego de recibir un estímulo radioeléctrico. En el otro sistema, FDX (Full Duplex), el dispositivo responde durante la presencia del estímulo radioeléctrico. Ambos sistemas tienen en común la necesidad de recibir una señal radioeléctrica para ser energizados y poder generar la respuesta. Difieren en la respuesta: HDX trabaja con modulación en frecuencia mientras que FDX utiliza modulación en amplitud (ver tabla I).

TABLA I. Características sistemas FDX y HDX

Parámetros	FDX	HDX
Frecuencia activación	134,2 kHz	134,2 kHz
Modulación	AM-PSK	FSK
Frecuencia recepción	129,0-133,2 kHz 135,2-139,4 kHz	124,2 kHz “1” 134,2 kHz ”0”
Codificación	AM DBP modificado	NRZ
Velocidad transmisión	4194 bit/s	7.762,5 bit/s “1” 8.387,5 bit/s “0”

Los dispositivos de identificación bajo ensayo son sometidos a diferentes pruebas de conformidad y rendimiento conforme a las normas:

- ISO 24631-1 conformance RFID transponders
- ISO 24631-3 performance RFID transponders

Cada una de las anteriores, establecen una serie de pruebas para comprobar el cumplimiento de distintas características que van a concluir si los dispositivos bajo ensayo tienen el desempeño esperado.

El banco de ensayo utilizado fue construido a partir de los requerimientos de automatización sugeridos por las normas y los instrumentos disponibles en el laboratorio[5]. Esta configuración permite estimular cada dispositivo bajo prueba a diferentes niveles de intensidad de campo y verificar la respuesta válida, entre otros parámetros bajo estudio.

II. Objetivo

La función principal del banco de ensayo es el procesamiento de la señal recibida del dispositivo bajo ensayo, ante un estímulo radioeléctrico de intensidad controlado, con el fin de obtener la trama de datos con la información almacenada en la memoria interna del dispositivo bajo prueba. Para esta tarea, según requerimientos de la norma, no alcanza con la implementación de un demodulador ASK/FSK tradicional, debido a que además de exigir la validación de la trama de datos, también se requiere la medición de otros parámetros característicos.

Como no se exigen resultados en tiempo real, la propuesta consta de un algoritmo de procesamiento de señal tipo offline, una vez capturada toda la señal de respuesta, se somete a una serie de etapas de procesamiento hasta obtener la trama de datos a validar y la medición de parámetros exigidos por la norma. Debido a que existen dos sistemas (HDX y FDX), se debió implementar dos secuencias de procesamiento diferentes, una para cada sistema.

III. Requerimientos

El ensayo de cada dispositivo de identificación bajo prueba consta de dos partes: la primera, obtención de la intensidad de campo magnético (campo H) mínimo de activación, en donde se varía la intensidad de corriente eléctrica de la señal de estímulo hasta obtener el mínimo valor de campo H al cual el dispositivo bajo ensayo responde con una trama válida; y la segunda, conociendo dicha intensidad mínima de campo, se hace un barrido de diferentes niveles de intensidad preestablecido por la norma, verificando que la respuesta sea

una trama válida. La primera parte obedece a la conformidad, mientras que la segunda al rendimiento.

Para ambas partes se emplea el mismo instrumental:

- Generador de señales Agilent 33521A, para estimular dispositivo bajo ensayo
- Osciloscopio digital Tektronix MSO 2014, para captura de respuesta del dispositivo bajo ensayo
- Computadora personal, para configuración de estímulo radioeléctrico, y recepción de señal de respuesta y posterior procesamiento
- Antena Helmholtz
- Amplificador Amplifier Research 75A250
- Atenuador 20 dB

El ensayo total requiere por norma que se tome un lote de 100 muestras, a las cuales se le debe realizar los pasos enumerados con anterioridad.

A. Ensayo de conformidad

Este ensayo consiste en obtener la intensidad de campo mínima de respuesta válida del dispositivo. El proceso es controlado por software donde éste configura el generador de señal para estimular al dispositivo bajo ensayo, captura la señal de respuesta con el osciloscopio, y posteriormente se procesa la señal capturada para obtener la trama de datos. Si ésta trama respeta el formato establecido por la normativa se considera lectura válida. Se repite la secuencia variando la intensidad de la señal estímulo hasta determinar la intensidad de campo mínimo al cual del dispositivo bajo prueba responde correctamente.

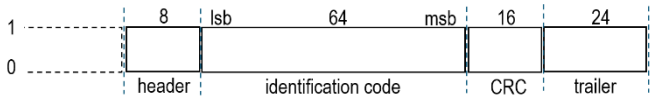


Fig. 1. Formato de trama HDX[6].

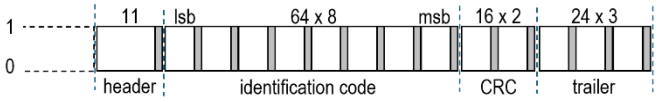


Fig. 2. Formato de trama FDX[7].

El ensayo es el mismo tanto para dispositivos HDX, como FDX; difieren en el proceso de demodulación de señal y formato de trama (figuras 1 y 2), pero finalmente en ambos se deben determinar la validez de la trama para dar por aceptada o no la muestra bajo ensayo.

B. Ensayo de rendimiento

Luego de superada la etapa de conformidad, los dispositivos de identificación bajo ensayo son sometidos a la evaluación de su rendimiento, lo que consiste en verificar la validez de la respuesta a una serie preestablecida de niveles de intensidad de campo. Dichas intensidades de campo comprenden los rangos de: 0,1 A/m a 0,9 A/m (incrementándose de 0,1 A/m); 1 A/m a 9 A/m (incrementándose de 1 A/m); y 10 A/m a 40 A/m (incrementándose de 10 A/m).

Se comienza desde el valor de intensidad de campo mínimo, siguiendo los valores anteriormente descriptos. Para cada intensidad se captura, procesa la señal y verifica que el formato de la trama sea válido, de forma similar a lo realizado en el ensayo de conformidad, con el agregado de la medición de los siguientes parámetros:

- Amplitud de modulación (HDX)[8]
- Amplitud de modulación (FDX)[9]
- Estabilidad de frecuencia (HDX)[10]
- Estabilidad de longitud de bits (FDX)[11]

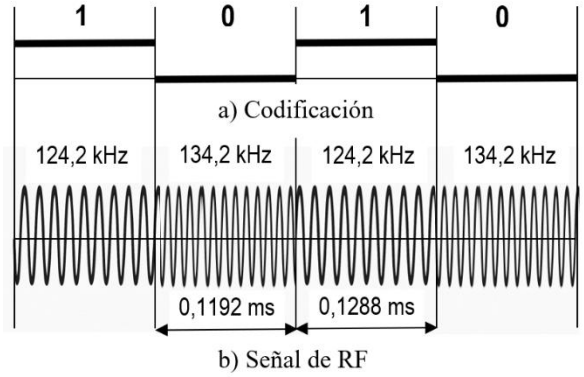


Fig. 3. Estructura de señal HDX[6].

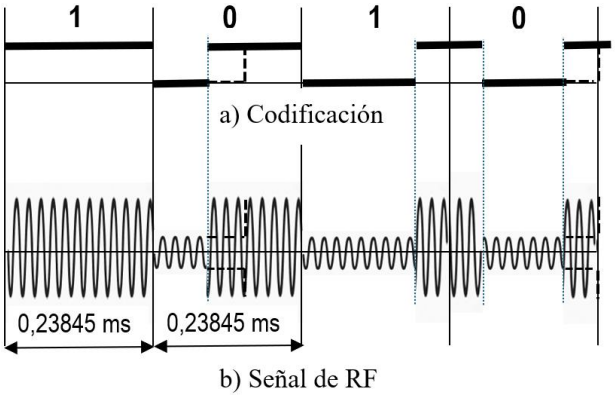


Fig. 4. Estructura de señal FDX[7].

De esta forma, se determina el cumplimiento de la normativa, y se mide la calidad de los dispositivos ensayados. Se consideran dispositivos de mayor calidad a los que a más baja intensidad de campo de excitación responden con mejor forma de onda de respuesta, porque resulta en una mayor facilidad de lectura de la información almacenada por parte de los lectores.

Dicha determinación de calidad requiere de un demodulador diferente al tradicionalmente utilizado en los lectores, que no solo obtenga la información contenida en el dispositivo, sino que permita evaluar también la estructura de la señal de respuesta (figuras 3 y 4) midiendo los parámetros antes mencionados.

IV. SOLUCIÓN PROPUESTA

El software implementado, además de su función principal de procesamiento de señales y decodificación de trama de datos, requiere de componentes anexos necesarios para el funcionamiento del conjunto. Se trata de un sistema retroalimentado dado que se genera un estímulo, se captura la respuesta a ese estímulo, y en base a esto último se reconfigura el estímulo, hasta obtener el resultado del ensayo requerido.

Uno de los componentes de más bajo nivel, es el relacionado con la comunicación con el instrumental utilizando protocolo GPIB, en el cual las distintas acciones a llevar a cabo durante el ensayo se traducen a comandos que son interpretados por los distintos instrumentos que conforman el banco. Por encima de esto, se encuentra implementada la lógica del procedimiento a seguir para realizar los distintos ensayos: determinación intensidad de campo mínimo (conformidad) y respuesta a distintas intensidades de campo (rendimiento). Está lógica está asistida por el procesamiento de señal –con distintos módulos para HDX y FDX–, el cual se encarga de demodular la señal de respuesta capturada y obtener la trama de datos, con el fin de verificar el formato y extraer la información almacenada en el dispositivo bajo ensayo.

A. Comunicación con instrumental

Este componente es el encargado de brindar la abstracción de la generación de la señal estímulo y la captura de la respuesta a dicho estímulo por parte del dispositivo de identificación bajo ensayo. El instrumento utilizado para la generación de la señal de estímulo es el generador de señales (figura 5 al centro), al cual se le envían los comandos para configurar la forma de onda, frecuencia y amplitud, así como también la duración de la señal y disparo, conforme al nivel de intensidad de campo que se desea ensayar y al tipo de dispositivo de identificación bajo ensayo (HDX o FDX).

El generador es asistido por una etapa de potencia proporcionada por el amplificador, encargado de amplificar la señal generada y alimentar la antena Helmholtz para excitar al dispositivo bajo prueba (figura 5 a la derecha).

Antenas adyacentes a la antena Helmholtz reciben la señal de radiofrecuencia emitida por el dispositivo bajo prueba y la señal resultante es recibida y almacenada en el osciloscopio digital (figura 5 a la izquierda). Este instrumento requiere ser configurado para tener retroalimentación de la señal estímulo, capturar señal de respuesta para dispositivos HDX o FDX. Para ello el software brinda la abstracción de estas tres funciones enviando los correspondientes comandos para configurar el osciloscopio en cada caso.

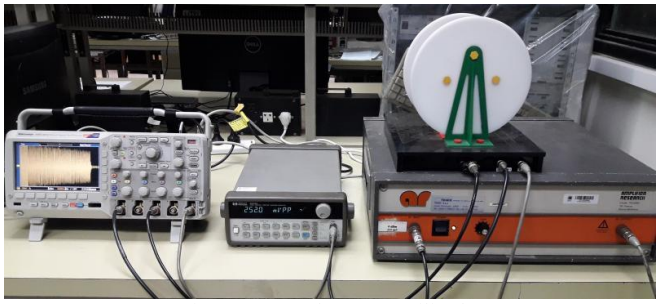


Fig. 5. Banco de ensayo utilizado.

B. Lógica de procedimiento de ensayo

Esta lógica es la encargada de ejecutar los distintos pasos, haciendo uso de la abstracción del instrumental (tratado en el punto A). Existe una secuencia para la primera parte de conformidad, determinación de intensidad de campo mínimo de respuesta; y la segunda parte de rendimiento, evaluando la respuesta ante distintos niveles de intensidad de campo.

Para la etapa de conformidad, la secuencia comienza estableciendo un estímulo de la menor intensidad de campo posible (para el banco construido es de 0,1 A/m), y se programa el osciloscopio esperando una respuesta HDX o FDX, alternadamente (porque no se conoce el tipo de respuesta, hasta obtener una primera respuesta válida). La señal capturada se procesa por el demodulador HDX o FDX, según lo que se esté esperando del dispositivo bajo prueba. Cuando se detecta una respuesta válida (uno de los demoduladores respondió con una trama válida y con la información almacenada), se comienza a trabajar solamente con el sistema detectado (HDX o FDX). Ante cada lectura fallida se incrementa la intensidad de campo hasta lograr una lectura válida. A partir de este momento, se comienza a disminuir o aumentar (siguiendo una lógica de búsqueda binaria) la intensidad de campo hasta encontrar el valor de mínimo de dicha intensidad. A su vez, en cada reintento de lectura, se captura el valor de tensión RMS de la señal estímulo a modo de realimentación para ajustar la intensidad del estímulo ofrecido al dispositivo bajo ensayo.

Para la etapa de rendimiento, ya son conocidos los valores de intensidad de campo mínimo de estímulo, el sistema que utiliza el dispositivo bajo ensayo, y la información almacenada en dicho dispositivo. Entonces se comienza a incrementar la intensidad de campo (a partir del valor mínimo obtenido anteriormente) y siguiendo la secuencia preestablecida (descripta en Requerimientos – Ensayo de Rendimiento). Se sigue con la lógica de estímulo-respuesta-procesamiento, y para cada valor de intensidad de campo se valida el correcto formato de la trama de datos y se obtienen los parámetros de amplitud de modulación (HDX y FDX), estabilidad en frecuencia (HDX) y longitud de bits (FDX).

C. Procesamiento de señal

A partir del procesamiento de la señal se extrae la información almacenada en el dispositivo bajo ensayo en base a la señal de respuesta de este último. También tiene la funcionalidad adicional de obtener valores de parámetros característicos de la señal de respuesta. Si bien el procesamiento para HDX y para FDX son distintos, las distintas etapas se pueden agrupar en tres bloques principales:

- Obtención de trama de bits, implementa el demodulador de señal. Existen dos tipos: uno para HDX y otro para FDX.
- Obtención de telegrama (mensaje de respuesta), a partir de la trama de bits, y verificación del formato de mensaje conforme a lo establecido por normativa, que varía dependiendo si es HDX[6] o FDX[7].
- Cálculo de parámetros de señal, devuelve parámetros de amplitud de modulación (para HDX y FDX), estabilidad de frecuencia (sólo HDX) y estabilidad de longitud de bit (sólo FDX).

La obtención de la trama de bits para el sistema HDX, consta de un demodulador FSK, que debe distinguir entre las frecuencias de 124,2 y 134,2 kHz, que codifican los bits de valor 1 y 0, respectivamente. En esta etapa de preprocesamiento, se debe conformar la señal de entrada eliminando cualquier variación de amplitud considerada como ruido. La detección de ciclos de portadora se realiza por medio de la detección de cruces por cero, sabiendo que cada bit se codifica con 16 ciclos de portadora se determina la frecuencia (y valor de bit) por la duración de cada bit (y a partir de la duración se obtiene la frecuencia por bit). La norma exige un intervalo de frecuencias para la codificación de los bits: [122,2;126,2] kHz (para 1) y [132,7;135,7] kHz (para 0).

La trama de bits se obtiene discriminando los valores de frecuencias obtenidos para cada bit.

Para el sistema FDX la obtención de la trama de bits, a diferencia del anterior, consiste en un demodulador ASK, donde se deben discriminar dos niveles distintos de amplitud de la señal portadora de 134,2 kHz. Cada bit se codifica con 32 ciclos de portadora. La codificación empleada es DBP (codificación bifásica diferencial) modificada.

Para determinar el valor del bit se cuenta la cantidad de ciclos de nivel de amplitud alto y nivel de amplitud bajo (los ciclos de detectan por cruce por cero). Un bit de valor 0 se determina con 8-16 ciclos de portadora de nivel de amplitud bajo, sino el valor de bit es 1.

El telegrama o mensaje para el sistema HDX (figura 1) se compone de un encabezado de 8 bits, el código de identificación (64 bits), un código de redundancia cíclica (CRC) de 16 bits, y 24 bits de cola o trailer. Obtenida la trama de bits, luego del proceso de demodulación FSK, se debe detectar la presencia del patrón de 8 bits perteneciente al encabezado (01111110). Localizado el encabezado, se puede obtener a continuación el código de identificación, y validar el mensaje utilizando el código CRC.

Para el sistema FDX (figura 2), el formato definido se compone de un encabezado de 11 bits, el código de identificación de 64 bits, el código CRC de 16 bits y un trailer de 24 bits. Si bien la información es la misma que en HDX (código de identificación y CRC), la estructura del mensaje es diferente: debido la codificación empleada, se debe insertar un bit de relleno (stuff) cada 8 bits. La obtención de mensaje comienza con detección del patrón de encabezado (00000000001), luego siguen 8 bloques (8 bits + 1 bit de stuff) para el código de identificación, 2 bloques (8 bits + 1 bit de stuff) para el CRC, y 3 bloques (8 bits + 1 bit de stuff) para el trailer. Finalizada la decodificación, la verificación de validez se realiza de igual modo que con HDX, verificando contra el código CRC.

Una vez obtenido un telegrama o mensaje válido, a partir de la trama de bits y las correspondientes muestras de la señal de entrada que dio origen al mensaje, se pueden realizar los cálculos de amplitud de modulación, estabilidad en frecuencia y estabilidad de longitud de bits.

Para el cálculo de amplitud de modulación (sistema HDX) se siguen las recomendaciones de la norma[8], que básicamente es un promedio de la amplitud de la señal de los distintos ciclos de esta que conforman los bits del mensaje. Para el cálculo de la amplitud de modulación (sistema FDX), siguiendo las recomendaciones de la norma[9], la forma de operar es similar que en HDX, pero al existir dos niveles de amplitud se realizan los promedios para el nivel bajo y el nivel alto, y la amplitud de modulación queda determinada por la diferencia de los anteriores promedios.

La estabilidad en frecuencia (sólo sistema HDX), se calcula aplicando la fórmula de cálculo planteada por la norma[10], donde básicamente se promedia el valor de frecuencia utilizado para codificar los bits valor 0 y valor 1 del mensaje recibido, obteniéndose un valor de estabilidad en frecuencia para bits 1 y otros para bits 0. Por último, la estabilidad de longitud de bit (sólo FDX), consiste en obtener un valor promedio del período de tiempo de todos los bits que conforman el mensaje recibido, utilizando el procedimiento especificado en la norma[11].

V. Resultados y Conclusiones

El banco de ensayo en su conjunto se contrastó utilizando dispositivos de identificación de referencia y lectores, provistos por fabricantes de dispositivos. También se tomaron ensayos realizados en otros laboratorios como guía para implementar el banco y analizar los resultados obtenidos.

Los distintos ensayos realizados (más de 50) y el número de dispositivos ensayados (100 por ensayo), han permitido recolectar gran cantidad de resultados observando una estabilidad en el comportamiento del banco construido, pudiendo realizar estadísticas sobre campo mínimo de activación de las diferentes marcas y modelos de dispositivos de identificación, así como también otros parámetros como amplitud de modulación, estabilidad de frecuencia y estabilidad de longitud de bits.

Agradecimientos

Los autores de este trabajo quieren agradecer la colaboración de los profesionales y técnicos del Departamento de Comunicaciones del Instituto Nacional de Tecnología Industrial que aportaron sus conocimientos para el armado del banco de ensayo, y uso del instrumental involucrado para realizar las mediciones requeridas.

Referencias

[1] Servicio Nacional de Sanidad y Calidad Agroalimentaria (SENASA), “Resolución 1698/2019”, https://www.boletinoficial.gob.ar/#!DetalleNorma/223673/20191211, 2019

[2] ISO11784:1996(E), “Radio-frequency identification of animals – Code structure”, ISO Standard, 1996.

[3] ISO11785:1996(E), “Radio-frequency identification of animals – Technical concept”, ISO Standard, 1996.

[4] ICAR Recording Guidelines. https://www.icar.org/, 2007.

[5] Alessandrini G., Beunza F., Escudero G., “Banco de Mediciones para Ensayos de Aprobación de Modelo de Dispositivos para Identificación Animal por Radiofrecuencia”, Tecno INTI Edición 2017, https://repositoriosdigitales.mincyt.gob.ar/vufind/Record/RIINTI_6a048afbc1dc3e06328d5bed48d8442b, 2017.

[6] ISO11785:1996(E), “Radio-frequency identification of animals – Technical concept”, ISO Standard, sección 6.2, pp. 4-6, 1996.

[7] ISO11785:1996(E), “Radio-frequency identification of animals – Technical concept”, ISO Standard, sección 6.1, pp. 3-4, 1996.

[8] ISO24631-3:2009(E), “Radiofrequency identification of animals – Part3: Evaluation of performance of RFID transponders conforming with ISO 11784 and ISO 11785”, ISO Standard, sección 7.6.7, pp. 18-20, 2009.

[9] ISO24631-3:2009(E), “Radiofrequency identification of animals – Part3: Evaluation of performance of RFID transponders conforming with ISO 11784 and ISO 11785”, ISO Standard, sección 7.6.6, pp. 16-18, 2009.

[10] ISO24631-3:2009(E), “Radiofrequency identification of animals – Part3: Evaluation of performance of RFID transponders conforming with ISO 11784 and ISO 11785”, ISO Standard, sección 7.6.9, pp. 22-25, 2009.

[11] ISO24631-3:2009(E), “Radiofrequency identification of animals – Part3: Evaluation of performance of RFID transponders conforming with ISO 11784 and ISO 11785”, ISO Standard, sección 7.6.8, pp. 20-22, 2009.

Categoría

Foro Tecnológico

Software Embebido

Área Temática

ISBN 978-631-90145-3-2 - Congreso Argentino de Sistemas Embebidos CASE 2025 - 31 de julio al 1 de agosto

Implementación de VNA con SDR en la banda UHF

Brian Maximiliano Gluzman, Alejandro José Uriz, Juan Alberto Etcheverry, Ramiro Avalos Ribas y Victoria Carla Torres
Laboratorio de Comunicaciones
ICYTE. Instituto de Investigaciones Científicas y Tecnológicas
Mar del Plata, Argentina
briangluzman@mdp.edu.ar, ajuriz@fi.mdp.edu.ar, jaetcheverry@fi.mdp.edu.ar, avalosribas@fi.mdp.edu.ar, victoriatorres@mdp.edu.ar

***Resumen*— En este trabajo se propone el diseño e implementación de un analizador vectorial de redes para frecuencias entre 2 y 3 GHz utilizando como base una radio definida por software (SDR) comercial, con dos transmisores y dos receptores. El sistema posee la capacidad de medir la relación de amplitud y la diferencia de fase de la señal reflejada y transmitida de un sistema bajo prueba con respecto a una señal de referencia. El dispositivo emite un barrido en frecuencia por ambos transmisores, desde 2 GHz hasta los 3 GHz. Una de estas señales se utiliza como referencia, y la otra pasa por el sistema bajo prueba para obtener la señal transmitida y reflejada. Para separar la señal reflejada del sistema bajo prueba se utiliza un acoplador direccional. Las señales son adquiridas por los puertos de recepción del SDR y son procesadas en una computadora, para luego calcular los parámetros S_{11} y el S_{21}. Este desarrollo aporta una alternativa accesible y de bajo costo para la caracterización de sistemas de radiofrecuencia, permitiendo que estudiantes, investigadores y docentes puedan disponer de una herramienta flexible y adaptable.**

***Palabras clave*— VNA, parámetros S, UHF, SDR, acoplador direccional, Python.**

I. Introducción

Los analizadores vectoriales de redes [1], más conocidos como VNA por sus siglas en inglés, son instrumentos muy útiles para realizar diseños en electrónica. Tienen la capacidad de caracterizar sistemas de múltiples puertos tanto pasivos (acopladores, filtros, antenas) como activos (amplificadores). Para ello, realizan la medición de los parámetros S [2]. Por un lado, miden el parámetro S_{11}, que está directamente relacionado con la impedancia de entrada del sistema bajo prueba (SBP) y suele representarse en un Abaco de Smith [2]. Por otro lado, miden el parámetro S_{21}, que representa la transferencia entre un puerto de entrada (puerto 1) y un puerto de salida (puerto 2), considerando el módulo y la fase.

Existe una gran variedad de equipos comerciales con costos elevados, como el caso del Rigol 7RSA3030N [1]. También existen modelos portátiles de bajo costo y de código abierto conocidos como NanoVNA [3].

Las Radios Definidas por Software [4], más conocidas como SDR por sus siglas en inglés, son sistemas de comunicaciones programables, los cuales permiten ajustar sus parámetros (ganancia, frecuencia, ancho de banda, modulación, frecuencia de muestreo, filtrado, etc) mediante software. Generalmente están diseñados para ser receptores, aunque existen una gran variedad de dispositivos comerciales que pueden también funcionar como transmisores. Este es el caso del Adalm Pluto [5], el cual posee dos puertos, uno para transmitir y el otro para recibir. Adicionalmente, las versiones más actuales permiten el agregado de un segundo receptor y un segundo transmisor.

En este trabajo se propone el desarrollo de un VNA para frecuencias entre 2 y 3 GHz. Para ello, se plantea un sistema de cuatro bloques compuesto por un SDR, dos atenuadores, un acoplador direccional y una interfaz de usuario. Asimismo, se realizan mediciones experimentales que validan el diseño en el rango de frecuencias especificado. El propósito es proponer un sistema que pueda aprovechar las prestaciones técnicas del SDR, junto con algunos otros dispositivos convencionales, para realizar mediciones y caracterizaciones importantes de sistemas de radiofrecuencia.

El trabajo se organiza de la siguiente manera: la Sección II describe el sistema implementado. La Sección III presenta las pruebas realizadas y sus resultados. Finalmente, la Sección IV presenta las conclusiones.

II. Sistema implementado

El sistema implementado se divide en dos configuraciones, una para la medición del parámetro S_{11} y la otra para la medición del parámetro S_{21}.

El sistema para la medición del parámetro S_{11} está compuesto por cuatro módulos interconectados, los cuales se presentan en la Figura 1. El bloque **SDR** está compuesto por un Adalm Pluto, es el encargado de generar las señales y de adquirirlas mediante sus cuatro puertos, dos de transmisión (Tx1 y Tx2) y dos de recepción (Rx1 y Rx2). Los bloques **Atenuador** están conformados por dos atenuadores, uno de pasos de a 10 dB y el otro de pasos de a 1 dB, que cumplen la función de proteger los puertos de transmisión del SDR de las ondas reflejadas. El bloque **Acoplador**, está compuesto de un acoplador direccional de 20 dB modelo HP 778D [6], se encarga de separar la señal reflejada de la incidente. El bloque **Interfaz de usuario** se implementa en una PC.

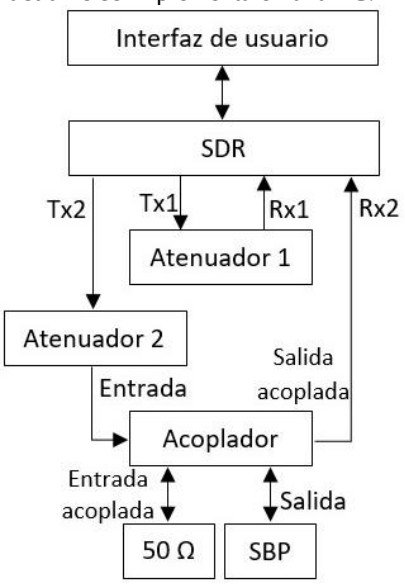


Figura 1. Diagrama en bloques del sistema propuesto para la medición del parámetro S_{11}, con el sistema bajo prueba conectado.

El sistema para la medición del parámetro S_{21} está compuesto por tres módulos interconectados, los cuales se presentan en la Figura 2. Los bloques que integran este sistema son los mismos que se utilizan para la medición de los parámetros S_{11} salvo el acoplador, el cual no es necesario.

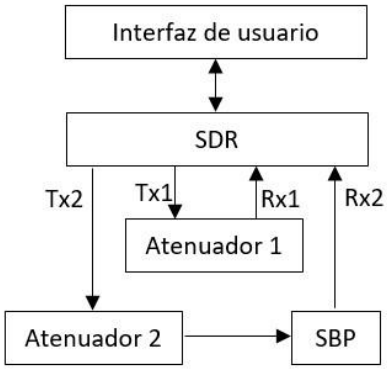


Figura 2. Diagrama en bloques del sistema propuesto para la medición del parámetro S_{21}, con el sistema bajo prueba conectado.

A. *SDR*

Está conformado por un Adalm Pluto versión **rev C** acondicionado, con una actualización de firmware y el agregado de dos conexiones [7], para funcionar con dos transmisores y dos receptores, como se observa en la Figura 3.

Se comunica mediante USB con la interfaz de usuario para generar y sincronizar los barridos de señales por los puertos de transmisión y luego adquirirlos por los de recepción.

El transmisor 1 y el receptor 1 son los puertos habilitados originalmente y se utilizan para la señal de referencia. El transmisor 2 y el receptor 2 son los puertos con las conexiones agregadas y se utilizan para la señal transmitida o reflejada.

B. *Atenuadores*

Se emplean dos atenuadores regulables diseñados para funcionar entre continua y 18 GHz. El atenuador de pasos de a 1 dB es un HP 8494B [8] y el de pasos de a 10 dB es un HP 8496B [9]. Cumplen la función de proteger al SDR de las señales reflejadas y de equilibrar los niveles de señal entre la referencia y la transmitida (o la reflejada que se ve atenuada por el acoplador).

En el modelo de la Figura 1 el atenuador 1 se regula en 30 dB y el atenuador 2 se regula en 10 dB, para considerar los 20 dB del acoplador. En el modelo de la Figura 2 se regulan ambos atenuadores en 10 dB.

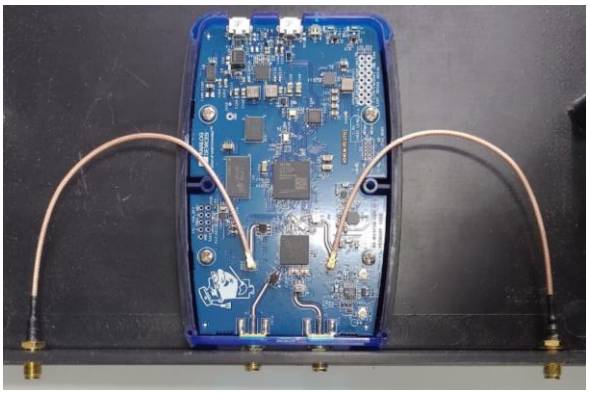


Figura 3. Adalm Pluto con dos transmisores y dos receptores.

C. *Acoplador direccional*

Está conformado por un acoplador direccional dual HP 778D de 20 dB de acoplamiento. Si bien el acoplador fue diseñado para funcionar entre 0,1 y 2 GHz, su acoplamiento entre 2 y 3 GHz se mantiene aproximadamente en los 20 dB, como se puede ver en la Figura 4. El puerto aislado mantiene una aislación de al menos 35 dB, como se puede ver en la Figura 5.

En las Figuras 4 y 5 se presentan mediciones realizadas de los parámetros S del acoplador, para ello se utilizó el nanoVNA [3].

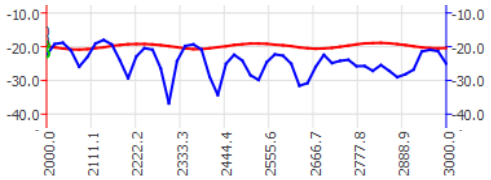


Figura 4. Parámetros S del acoplador direccional. En rojo se representa el acoplamiento entre la entrada y el puerto acoplado. En azul se representa el parámetro S_{11} del puerto de entrada.

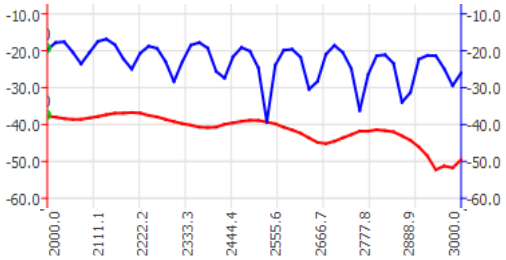


Figura 5. Parámetros S del acoplador direccional. En rojo se representa el aislamiento entre la entrada y el puerto aislado. En azul se representa el parámetro S_{11} del puerto de entrada.

D. *Interfaz de usuario*

La comunicación entre la PC y el SDR se realiza mediante USB. La interfaz con el usuario se realiza en Python utilizando la librería ADI [10] para configurar el SDR.

El equipo está diseñado para medir parámetros S_{11} o parámetros S_{21}, cada uno con su respectivo diagrama en bloques. Ambos modos necesitan de una calibración previa.

Para realizar la medición, y previamente la calibración, se debe indicar el rango de frecuencias a operar y la resolución en frecuencia. Luego se configura el SDR, lo que incluye la habilitación de los dos receptores y los dos transmisores, la selección de la frecuencia de muestreo, la frecuencia de operación y la ganancia, entre otras.

Para la calibración en el modo parámetro S_{11}, se debe indicar la carga colocada (circuito abierto, cortocircuito o 50 Ω), ya que se necesita la medicion de tres cargas conocidas para poder implementar el modelo de error de tres terminos propuesto en [11].

En la Figura 6 se presenta un diagrama de flujo del proceso de medición de los parámetros S_{11} y S_{21}.

III. Experimentación y análisis de resultados

Para verificar el funcionamiento del sistema, se propone realizar mediciones de los parámetros S_{11} y S_{21} entre 2 y 3 GHz, con una resolución de 0,01 GHz.

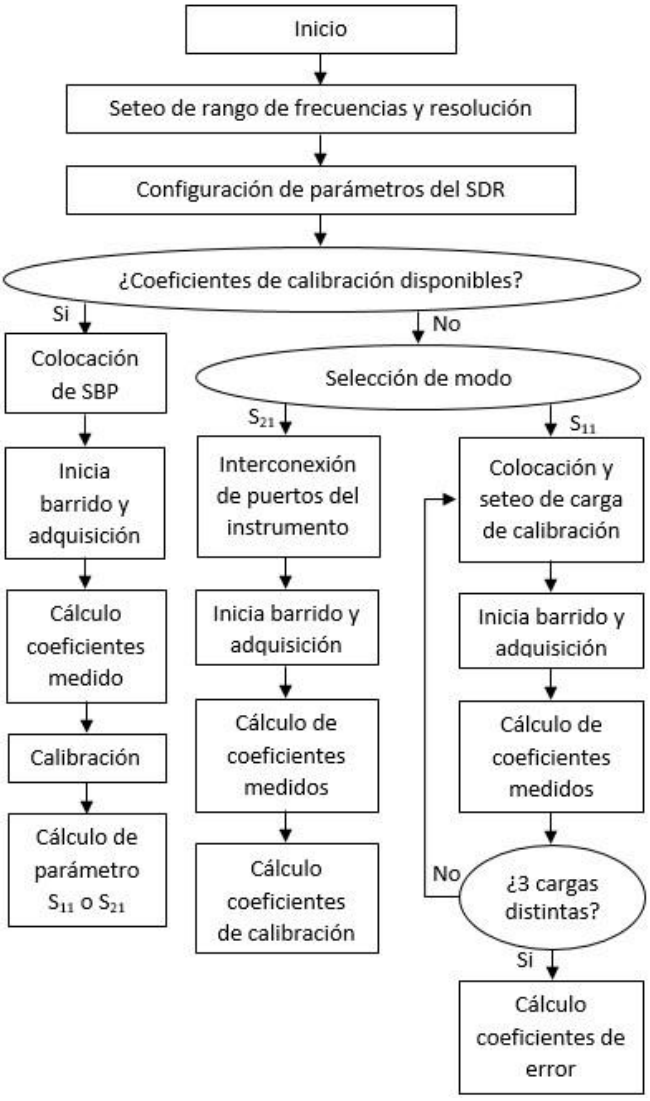


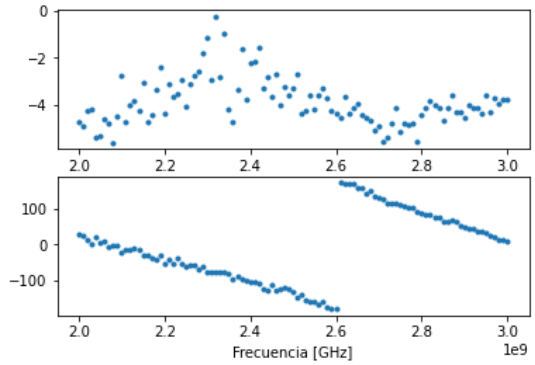
Figura 6. Diagrama de flujo para medición del parámetro S_{11} y S_{21}.

Para la medición de parámetro S_{11} e impedancias se utiliza una carga de 10 Ω con un cable de RF (RG174 [12]) para poder verificar impedancias complejas. Puede inferirse que, al aumentar la frecuencia, el largo eléctrico del cable aumenta y por ello, si el cable no tuviera grandes pérdidas, se observará un desplazamiento circular a lo largo del diagrama de Smith en sentido horario [2]. Esto se debe a que, gracias al camino introducido por el cable, existe una variación en el ángulo del coeficiente de reflexión medido, el cual depende de la frecuencia. Esto último se condice con los resultados experimentales presentados en el próximo apartado. Para una validación adicional del sistema, se realiza la medición de una antena tipo parche con resonancia en 2,55 GHz.

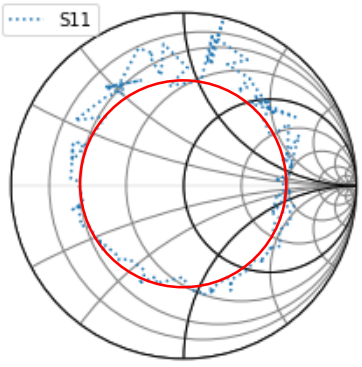
Para la medición del parámetro S_{21} se utiliza el modelo propuesto en la Figura 2, la calibración se realiza interconectando el puerto de entrada y salida mediante el atenuador 2 configurado en 10 dB, de esta manera la calibración incluye los efectos de los cables, conectores y del propio atenuador que se utilizará como SBP. Para verificar la exactitud de la medición del módulo se utiliza como SBP al atenuador 2, considerando las condiciones de calibración si colocamos al atenuador 2 en 30 dB deberíamos medir -20 dB. Para validar la medición de fase, al atenuador 2 se le agrega un cable de RF y luego un desfasador [13].

A. *Mediciones de parámetros S_{11}*

En la Figura 7 se presentan los resultados de la medición de una carga de 10 Ω con un cable de RF para el rango de frecuencia entre 2 y 3 GHz. Del capítulo 2 de la referencia [2] se puede calcular que el módulo de S_{11} ($20\,log\left|\frac{10-50}{10+50}\right|$) debería estar en el orden de los -3,52 dB, las mediciones realizadas presentan valores cercanos al ideal, con dispersión y errores de hasta 3,5 dB. En fase las mediciones presentan valores que decrecen con el aumento de la frecuencia, lo que se condice con un desplazamiento circular en sentido horario en el ábaco, producto del cable de RF. También es notable el efecto de la dispersión en las mediciones.



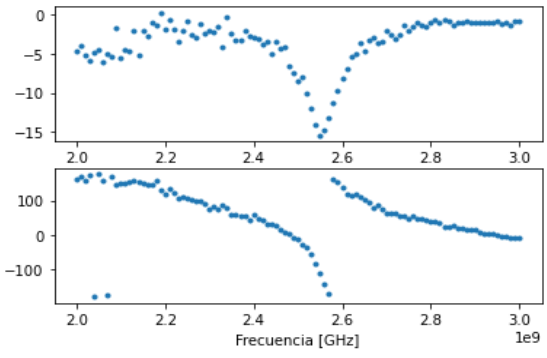
a)



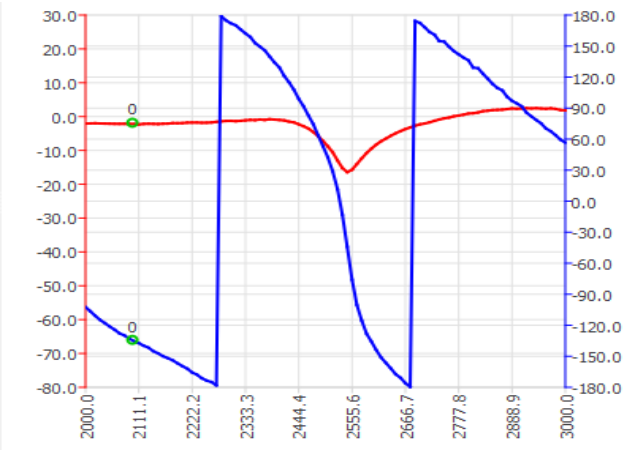
b)

Figura 7. Medición de carga de 10 Ω con cable de RF, en rojo la curva ideal. a) Parámetro S_{11} en magnitud y fase, b) Abaco de Smith.

En la Figura 8 se presentan los resultados de la medición del parámetro S_{11} de una antena tipo parche con resonancia en 2,55 GHz realizadas con el equipo propuesto y con el nanoVNA [3]. Se observa que en magnitud presentan una resonancia de unos - 16 dB y en fase existe una diferencia en su pendiente a causa de los conectores y cables utilizados.



a)



b)

Figura 8. Medición de antena tipo parche. a) Con sistema propuesto, b) con nanoVNA (Rojo: [dB], Azul: [°]).

B. Medición de parámetros S_{21}

En la Figura 9 se presentan los resultados de las mediciones del atenuador, con atenuación entre 0 y 40 dB con pasos de 10 dB, para el rango de frecuencia entre 2 y 3 GHz. En magnitud se logra distinguir los distintos niveles de atenuación sin superposiciones, pero con dispersión.

Las mediciones de fase, en general, presentan errores menores a los 25º. Idealmente, por las condiciones de calibración y por el sistema bajo prueba, la fase debería ser 0º en todo el rango medido.

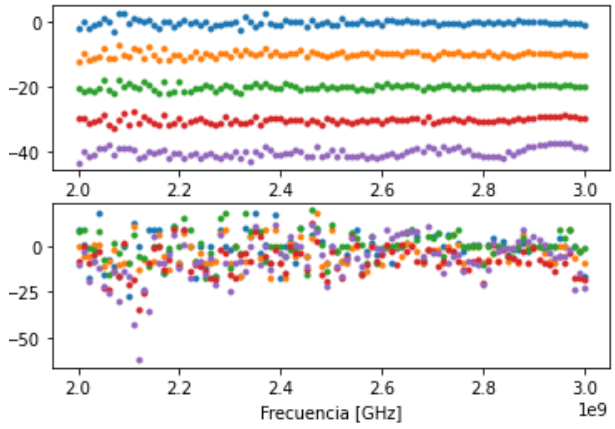


Figura 9. Medición del parámetro S_{21} con atenuador como SBP. 0 dB (azul), 10 dB (naranja), 20 dB (verde), 30 dB (rojo), 40 dB (violeta).

En la Figura 10 se presentan los resultados de las mediciones del atenuador, con atenuación de 20 dB, más un cable de RF y un desfasador, para el rango de frecuencia entre 2 y 3 GHz. Se obtuvieron mediciones en el orden de los 20 dB con dispersión y errores de hasta 4 dB, se logra observar el efecto en fase del cable de RF y la diferencia de fase producto del desfasador.

Las mediciones en general son las esperadas, pero con dispersión, principalmente entre 2 y 2,4 GHz.

Algunas de las posibles causas de los errores de medición pueden deberse a imperfecciones en las mediciones causadas por el uso de cargas de calibración no ideales o al agregado de cables y conectores para conectar el SBP al instrumento.

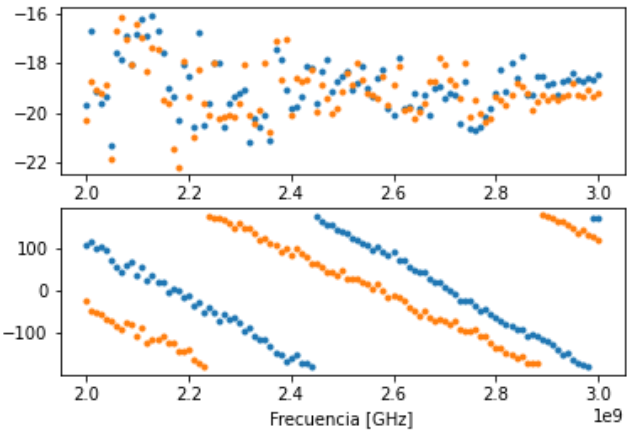


Figura 10. Medición del parámetro S_{21}. El SBP es un atenuador de 20 dB con cable de RF (azul), el SBP es un atenuador de 20 dB con el cable de RF y un desfasador (naranja).

IV. Conclusiones

La implementación del VNA como medidor de coeficientes de reflexión y transmisión se realizó de forma exitosa, con buena exactitud entre los 2 y 3 GHz. Se logra diferenciar las cargas en la medición de parámetros S_{11} y se tiene una medición de antena consistente con la medición realizada en el equipo comercial. Las mediciones de los parámetros S_{21} logran diferenciar los distintos niveles de atenuación y de fase para el caso del atenuador con cable y desfasador. Los resultados obtenidos respaldan el correcto funcionamiento del sistema propuesto y del procesamiento de datos.

Es importante destacar que este mismo modelo podría ser ampliado a un mayor rango de frecuencias, con los correspondientes ajustes del SDR, como el rango de frecuencia, la atenuación de los transmisores y la ganancia de los receptores.

Referencias

[1] “Principio de funcionamiento del Analizador de Red Vectorial”. Disponible en: https://coppermountaintech.com/es/conceptos-basicos-de-analizador-de-redes-vectoriales/

[2] D. M. Pozar, Microwave Engineering, Fourth Edition. John Wiley &Sons, Ltd, 2012.

[3] “NanoRFE NanoVNA V2”. Disponible en: https://nanorfe.com/es/nanovna-v2.html.

[4] T. F. Collins, R. Getz, D. Pu y A. M. Wyglinski “Software-Defined Radio for Engineers”. Disponible en: https://www.analog.com/en/education/education-library/software-defined-radio-for-engineers.html

[5] “Adalm Pluto”. Disponible en: https://www.analog.com/en/resources/evaluation-hardware-and-software/evaluation-boards-kits/adalm-pluto.html

[6] “HP 778D” Disponible en: https://radiosurplus.it/pdf/hp778d.pdf

[7] “Customizing the Pluto configuration”. Disponible en: https://wiki.analog.com/university/tools/pluto/users/customizing#multiple_devices

[8] “HP 8494B”. Disponible en: https://www.testequipmenthq.com/datasheets/Agilent-8494B-Datasheet.pdf

[9] “HP 8496B”. Disponible en: https://www.testequipmenthq.com/datasheets/Agilent-8494B-Datasheet.pdf

[10] “ADI”. Disponible en: https://github.com/analogdevicesinc/pyadi-iio

[11] Doug Rytting. “Network analyzer error models and calibration methods”. Disponible en: https://www.rfmentor.com/sites/default/files/NA_Error_Models_and_Cal_Methods.pdf

[12] “RG174”. Disponible en: https://www.fscables.com/sites/admin/plugins/elfinder/files/fscables/Datasheets/390174.pdf

[13] “Radiall Phase Shifter”. Disponible en: https://www.radiall.com/products/microwave-components/special-microwave-components/phase-shifters.html

ISBN 978-631-90145-3-2 - Congreso Argentino de Sistemas Embebidos CASE 2025 - 31 de julio al 1 de agosto

Implementación y Validación de un Monitor de batería: porcentaje de carga y tiempo restante

Leonardo Casal
Instituto de Tecnologías Aplicadas y Emergentes (ITECA)
Universidad Nacional de San Martín (UNSAM)
Buenos Aires, Argentina
lcasal@unsam.edu.ar

Francisco Calderón Acosta
Escuela de Ciencia y Tecnología (ECyT)
Universidad Nacional de San Martín (UNSAM)
Buenos Aires, Argentina
fncalderonacosta@estudiantes.unsam.edu.ar

***Resumen*—La medición del porcentaje de batería es crítica en dispositivos portátiles. Aunque la carga de baterías es relativamente simple, estimar el estado de carga (SoC) es un desafío técnico, debido al comportamiento no lineal de las baterías, su envejecimiento, la dependencia con el consumo de corriente, el voltaje de carga, la temperatura y la química de cada celda. Los métodos tradicionales, como el conteo de carga ("Coulomb counting"), presentan errores acumulativos. Por ello, los dispositivos comerciales utilizan algoritmos propietarios, muchos basados en la estimación de resistencia interna en circuito abierto (a mínimo consumo) . En este trabajo se presenta el diseño e implementación de un monitor de batería integrado en un equipo portátil, capaz de estimar el porcentaje de carga y el tiempo restante de uso. Se integraron también la medición del voltaje de salida del regulador y una lógica de apagado seguro por batería baja.**

Palabras Clave—equipo portátil, batería, dispositivos médicos, porcentaje de carga

I. Introducción

La medición precisa del porcentaje de batería es crítica en dispositivos portátiles. Aunque la carga de baterías es relativamente simple, estimar el estado de carga (SoC) es un desafío técnico, debido al comportamiento no lineal de las baterías, su envejecimiento, la dependencia con el consumo de corriente, el voltaje de carga, la temperatura y la química de cada celda. Los métodos tradicionales, como el conteo de carga ("Coulomb counting"), presentan errores acumulativos. Por ello, los dispositivos comerciales utilizan algoritmos propietarios, muchos basados en la estimación de resistencia interna en circuito abierto (a mínimo consumo).

En este trabajo se presenta el diseño e implementación de un monitor de batería integrado en un equipo portátil, capaz de estimar el porcentaje de carga y el tiempo restante de uso. Se integraron también la medición del voltaje de salida del regulador y una lógica de apagado seguro por batería baja.

II. Diseño del Monitor de Batería

A. Hardware del monitor hemodinámico

El dispositivo desarrollado (Fig. 1) incluye un compresor miniatura, una válvula proporcional, un módulo de fotopletismografía, un manguito inflable para el dedo, un sensor de presión, un display OLED y un microcontrolador ATmega328 (Arduino UNO R3). El consumo promedio con todos los componentes es de ~400 mA @ 5 V sin picos significativos.

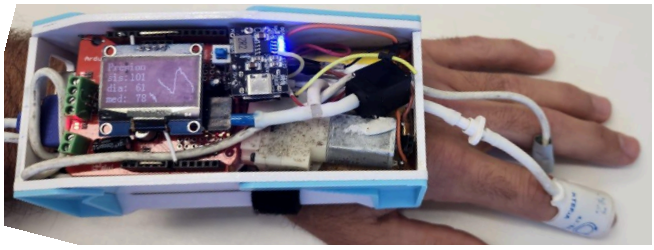


Fig. 1. Vista del dispositivo portátil donde será utilizado el módulo de batería desarrollado.

B. Batería y Monitor de Porcentaje de Carga

Se seleccionó una batería 18650 de Li-ion de 3000 mAh (3,7 V nominal, 4,2 V máx.). El estado de carga se mide mediante el integrado LC709203F [1] [2], disponible como "shield" [3] [4], Fig. 2, Este integrado se comunica por I^2C con el microcontrolador y estima el SoC a partir de la resistencia interna en circuito abierto (a mínimo consumo). La hoja de datos indica que el consumo de corriente inicial debe ser menor a 0,025 C, donde C es la capacidad de la batería. Esto equivale a 75 mA para una batería de 3000 mAh.

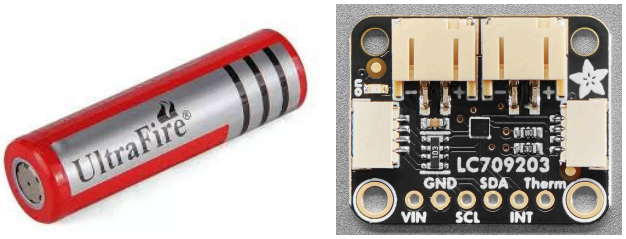


Fig. 2. Batería utilizada (tipo 18650 de Li-ion de 3000 mAh) y módulo de monitoreo de batería LC709203F en formato de shield.

C. Cargador de Batería y Regulador de Tensión

La carga se realiza con el circuito TP4056 [5], y se emplea un elevador de tensión MT3608 [6], ambos disponibles como shield HW-357 [7] (Fig. 3). La salida del regulador (Vboost) se fijó en 5,0 V.

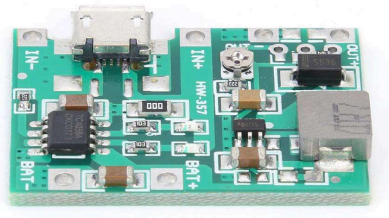


Fig. 3. Circuito comercial utilizado que incluye al cargador de batería TP4056 y al elevador de tensión MT3608.

D. Esquemático

La conexión de los componentes mencionados se muestra en la Fig. 4 y la Fig. 5,

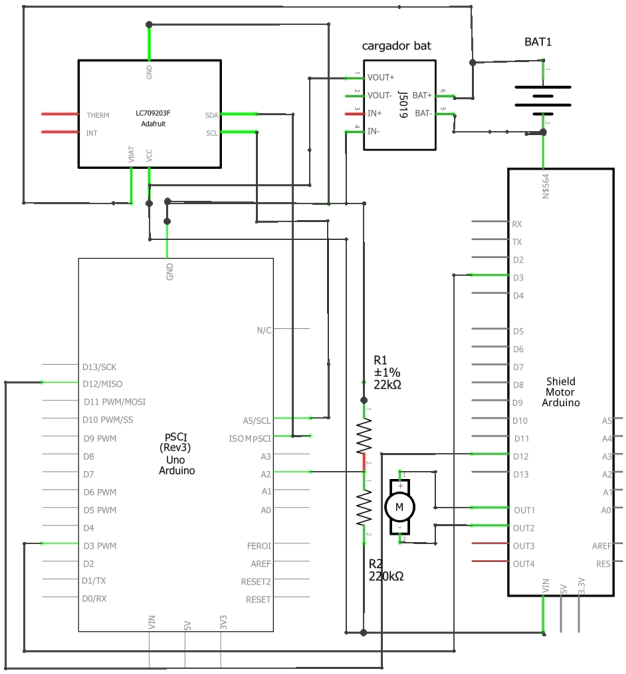


Fig. 4. Esquemático del circuito implementado.

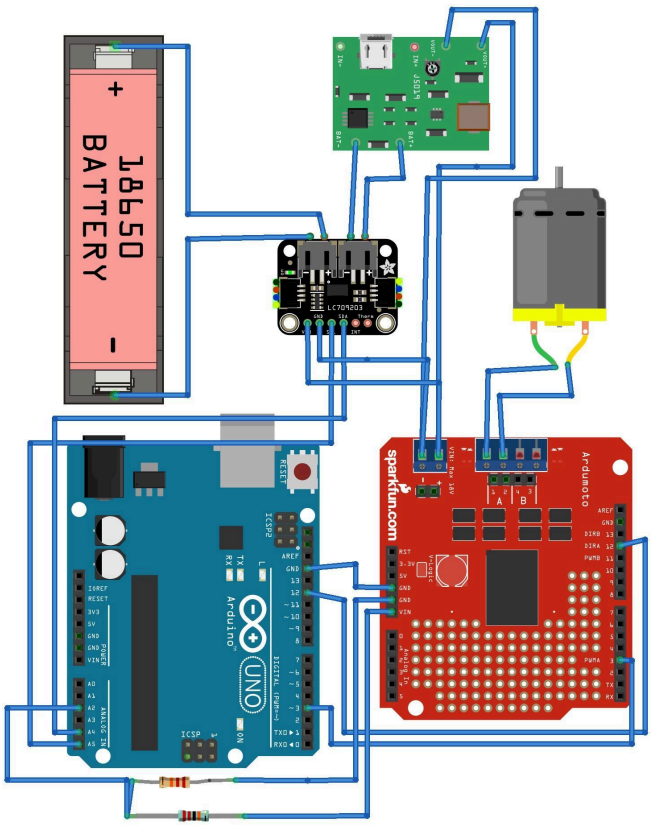


Fig. 5. Diagrama de las conexiones entre las placas utilizadas.

E. Señales Monitoreadas y Estimadas

El LC709203F permite medir el voltaje de batería, el porcentaje de carga y el sentido de la corriente. A partir de la variación en el SoC en el tiempo, se estima el tiempo restante. Además, se monitorea Vboost mediante un divisor resistivo (220 kΩ y 220 Ω) y la entrada analógica del microcontrolador, con referencia interna (Aref = 1,1 V).

III. Metodología de Validación

A. Capacidad de la baterías

La capacidad se determinó con un analizador ZB2L3 [8], usando una descarga sobre resistencias de 7,5, 15 y 45 Ω (corrientes promedio: 528, 264 y 88 mA). Se consideró descargada al alcanzar 2,9 V, valor típico para Li-Ion.

B. Repetibilidad de SoC

Se midieron las variaciones del SoC tras reiniciar el monitor de batería luego de estar apagado diferentes periodos entre 1 s y 6 min. Las diferencias fueron menores al 0,8%, mostrando buena repetibilidad.

Voltajes monitoreados

Se comparó el voltaje de batería reportado por el LC709203F y por un multímetro (UNI-T UT51), así como el Vboost medido por el microcontrolador vs un voltímetro, en condiciones de consumo mínimo y carga constante de 350 mA @ 4,9 V.

C. Carga y Descarga con Consumo Constante

Durante la carga de la batería se registraron el SoC, el voltaje de batería y Vboost. A continuación se registraron estas mismas variables durante la descarga constante sobre una resistencia de 7,5 Ω y después sobre el compresor utilizado en el dispositivo. Las mediciones finalizaron luego de un tiempo determinado por el apagado del microcontrolador por batería baja de acuerdo al umbral elegido de 2,8 V. Este tiempo fue comparado con el tiempo restante estimado cada 20 s por el microcontrolador.

D. Descarga con Consumo Variable

Finalmente se evaluó la estabilidad del voltaje regulado durante la descarga de la batería con consumo variable sobre la resistencia y el compresor.

[2] IV. Resultados y Discusión

A. Capacidad de la baterías

Las baterías analizadas mostraron capacidades entre 490 y 890 mAh, Tabla I, muy por debajo del valor comercial (3000 mAh). En este caso, el valor máximo de corriente de carga al iniciar el monitor de batería se reduce a menos de 22 mA, calculado como 0,025 C. Además, se observó una degradación del 5-15% tras sucesivas descargas.

TABLA I. Capacidad medida de la baterías

			bat n1	**bat n2**
descarga	***R (Ohm)***	***I (mA)***	***Q (mAh)***	***Q (mAh)***
alta	7,5	528	890	682
media	15	264	760	566
baja	45	88	640	490

B. Repetibilidad de SoC

El porcentaje de carga se mantuvo constante tras reinicios del monitor de batería, Fig. 6, con diferencias menores al 0,8%. Esto se logró reduciendo resistencias de conexión (sin protoboards) y minimizando el consumo durante la medición inicial. Al reiniciar el microcontrolador, se repite la medición inicial de batería hasta obtener una diferencia menor al 1%. Luego se enciende la corriente de la salida para el compresor, display, etc.

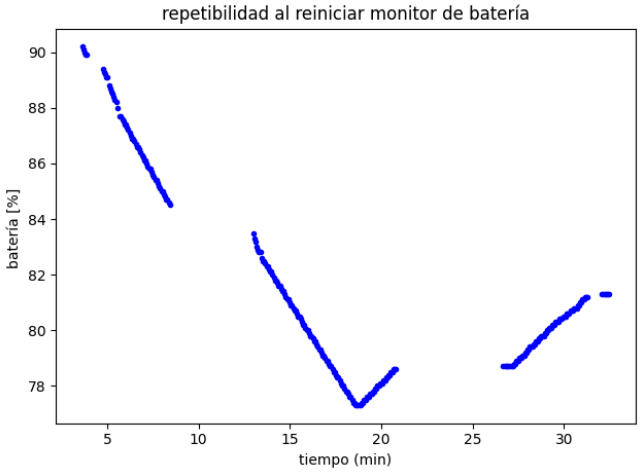


Fig. 6. Repetibilidad del porcentaje de carga reportado por el LC709203F, luego de apagarlo en intervalos de 1 s a 6 min.

C. Carga y Descarga con Consumo Constante

Durante la carga, (Fig. 7), el voltaje de batería aumentó de 2,8 V a 4,15 V, mientras que Vboost se mantuvo en 5,0 ± 0,03 V. El SoC mostró una curva no lineal típica.

Durante la descarga sobre la carga constante de 7,5 Ω, (Fig. 8), el voltaje de batería cayó de 4,15 V a 2,8 V y Vboost se mantuvo en 4,85 ± 0,05 V. El SoC disminuyó linealmente hasta 15%, cuando se observa una caída más abrupta, típica de estas baterías. Cuando la batería alcanzó los 2,8 V, el microcontrolador se apagó de acuerdo al voltaje de apagado seguro elegido. El tiempo medido hasta el apagado fue de 73 min, dentro del rango del tiempo (71-90 min) calculado por el microcontrolador cada 20 s.

Al reemplazar la resistencia por el compresor como carga, (Fig. 9) se observaron resultados similares: un voltaje de batería típico y un Vboost estable en 4,90 ± 0,01 V.

D. Descarga con Consumo Variable

Durante la descarga de la batería con consumo variable sobre la resistencia (Fig. 10), el voltaje de regulador resultó 4,85 ± 0,05 V. Al reemplazar la resistencia por el compresor como carga, (Fig. 11) se observaron resultados similares: un Vboost estable en 4,98 ± 0,06 V.

Como futuras mejoras, se utilizará otra batería que permita mayor cantidad de ciclos de uso, ya que la batería usada mostró un deterioro de capacidad del 5% en cada uso. En otras aplicaciones con descargas más intensas que generan cierta temperatura, se debe incorporar un termistor.

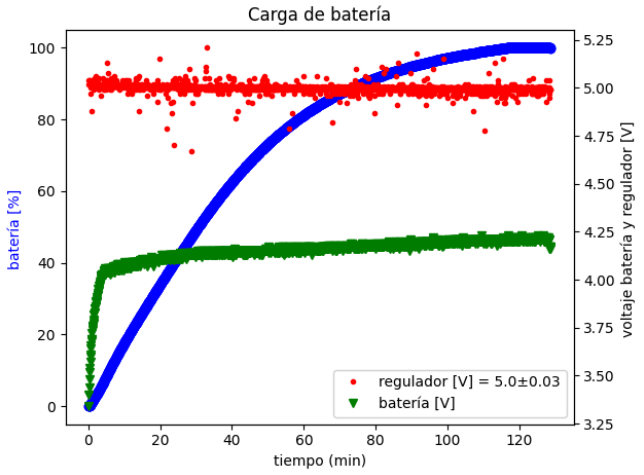


Fig. 7. Porcentaje de batería y voltajes medidos durante la carga. En todo el rango de voltaje de batería de 2,8 V a 4,15 V, el voltaje de regulador resultó de 5,00 ± 0,03 V.

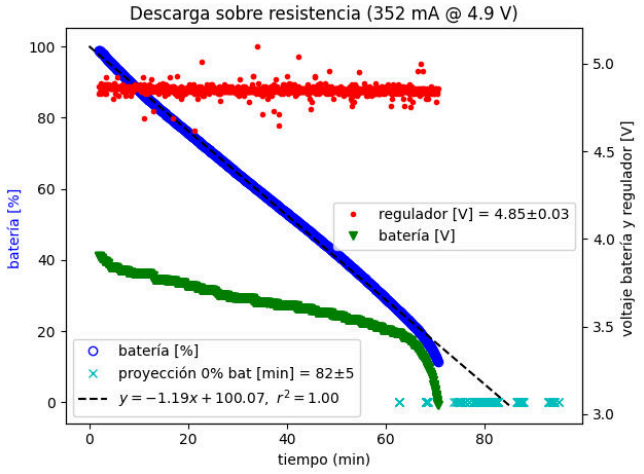


Fig. 8. Porcentaje de batería y voltajes medidos durante una descarga constante sobre una resistencia. El porcentaje de batería sigue una recta hasta el 15%. En todo el rango de voltaje de batería de 2,8 V a 4,15 V, el voltaje de regulador resultó 4,85 ± 0,03 V.

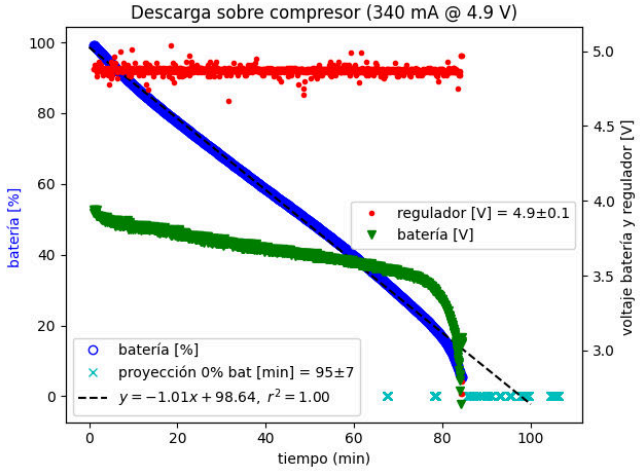


Fig. 9. Porcentaje de batería y voltajes medidos durante una descarga constante sobre un compresor. El porcentaje de batería sigue una recta hasta el 15%. En todo el rango de voltaje de batería de 2,8 V a 4,15 V, el voltaje de regulador resultó 4,9 ± 0,01 V.

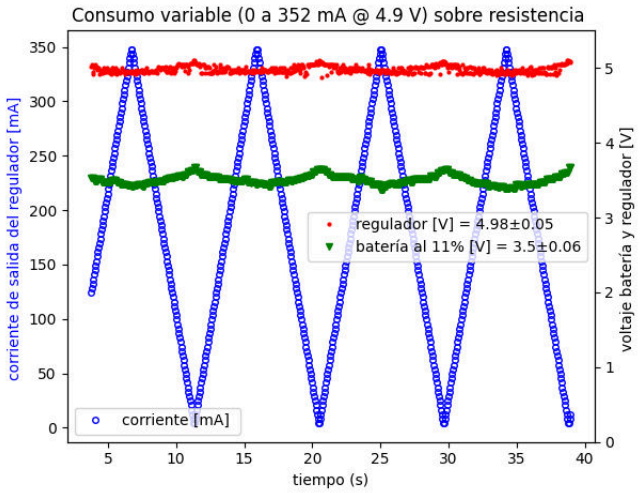


Fig. 10. Consumo variable sobre una resistencia. El voltaje de regulador resultó 4,85 ± 0,05 V al variar la descarga con una triangular entre la corriente mínima y máxima.

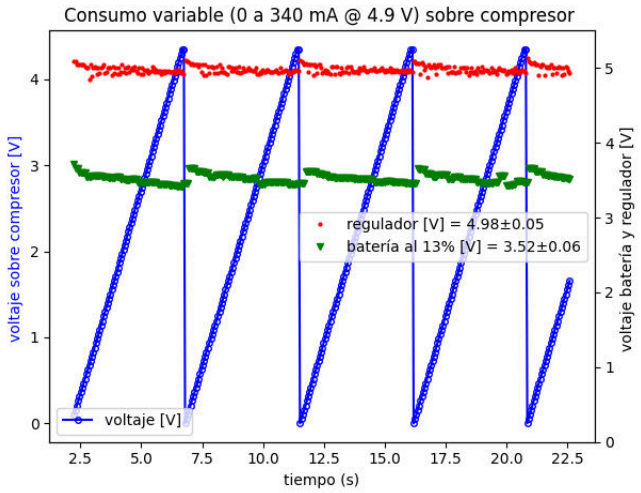


Fig. 11. Consumo variable sobre un compresor. El voltaje del regulador resultó 4,98 ± 0,05 V al variar la descarga con un diente de sierra entre el voltaje mínimo y el máximo.

[3] V. Conclusión

Se desarrolló e implementó un sistema de monitoreo de batería embebido para un equipo portátil. El sistema permite estimar el porcentaje de carga, el tiempo de uso restante y regula el voltaje de salida en 5V. Se verificó la repetibilidad, la linealidad bajo descarga constante, la estabilidad en el voltaje regulado, y se implementó un apagado seguro al alcanzar 2,8 V.

Este módulo será incorporado al monitor hemodinámico desarrollado en nuestro laboratorio, aportando una función clave para la portabilidad del dispositivo.

Referencias Bibliográficas

[4] Datasheet LC709203F “Smart LiB Gauge Battery Fuel Gauge LSI For 1-Cell Lithium-ion/Polymer (Li+)” link

[5] Application Note “Battery Fuel Gauge IC (LC709203F) Battery Fuel Gauge IC for 1-Cell Lithium-ion (Li+)” link

[6] Adafruit LC709203F “LiPoly / LiI"on Fuel Gauge and Battery Monitor - STEMMA JST PH & QT / Qwiic” link

[7] GitHub /Adafruit_LC709203F link

[8] TP4056 “1A Standalone Linear Li-Ion Battery Charger with Thermal Regulation in SOP-8” link

[9] MT3608 AEROSEMI “High Efficiency 1.2MHz 2A Step Up Converter” link

[10] Esquemático “Shield steep up and battery charger” link

[11] “ZB2L3 Battery Capacity tester” link

ISBN 978-631-90145-3-2 - Congreso Argentino de Sistemas Embebidos CASE 2025 - 31 de julio al 1 de agosto

Comunicación entre Computadora Industrial e Interfaz Sincrónica - Digital

Franco E. Prats
Ingeniería Electrónica
Universidad Tecnológica Nacional - FRBB
Bahía Blanca, Argentina
francoprats@frbb.utn.edu.ar

Arnaldo J. Sosa
Ingeniería Electrónica
Universidad Tecnológica Nacional - FRBB
Bahía Blanca, Argentina
sosaarnaldojose@gmail.com

Christian L. Galasso
Universidad de la Defensa Nacional – FADARA – ESOA
Punta Alta, Argentina
Universidad Tecnológica Nacional - F.R.B.B.
Bahía Blanca, Argentina
Servicio de Análisis Operativos, Armas y Guerra Electrónica de la Armada, Punta Alta, Argentina

Adrian Laiuppa
Universidad de la Defensa Nacional – FADARA – ESOA
Punta Alta, Argentina
Universidad Tecnológica Nacional - F.R.B.B.
Bahía Blanca, Argentina
alaiuppa@frbb.utn.edu.ar

***Resumen*— En diversos tipos de industrias conviven sistemas de larga data con sistemas modernos. En el presente escrito se expone el trabajo de diseño de un sistema embebido basado en un microcontrolador para digitalizar un grupo de señales sincrónicas, empaquetarlas en protocolo UDP y luego enviarlos a una tarjeta[1] diseñada por otro grupo de trabajo que hace las veces de Gateway con una computadora industrial.**

Palabras clave—UDP, sincro-resolver, FreeRTOS, LwIP

I. INTRODUCCIÓN

En el marco de la modernización de un equipo industrial naval que recibe posiciones angulares mediante señales sincrónicas, se debe realizar la reingeniería de una interfaz sincrónica – digital. Esta interfaz digitaliza tanto señales sincrónicas (synchro-resolver)[2] como tensiones continuas y envía los datos a una computadora industrial de propósito específico [1]. Se busca estandarizar con una red Ethernet la comunicación entre las interfaces y la computadora industrial, que en el sistema original se realiza mediante buses paralelos y conversores serie paralelos implementados en hardware.

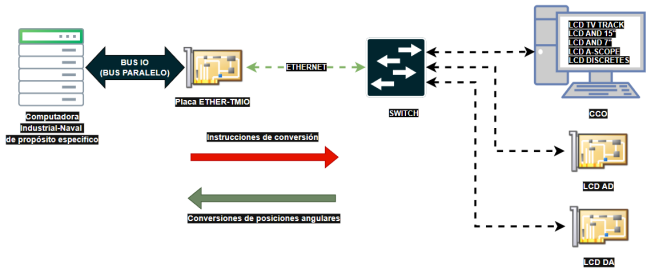


Fig. 1 Comunicación entre computadora industrial e interfaces mediante Ethernet.

II. ANÁLISIS TEMPORAL DEL SISTEMA ORIGINAL

En el sistema original, la computadora industrial ordena a la interfaz AD (LCD AD) realizar conversiones mediante el envío periódico de instrucciones de conversión. A estas instrucciones se las conoce como “External Functions” (EF), las cuales consisten en palabras de 24 bits que contienen la dirección de la interfaz a la que van dirigidas (Device Address, DA), el código de función y en el caso de la interfaz AD, la dirección del canal inicial a convertir. Cuando la computadora coloca una EF en el bus de salida, le indica a las interfaces que se trata de una instrucción mediante un flanco de la señal de control EFD.

La interfaz barre los distintos canales (32 en total, cada uno es un par de señales seno y coseno) y realiza las conversiones. Antes de colocar cada uno de los valores convertidos en el bus de entrada de la computadora, la interfaz envía un flanco de la señal de control “Input Data Request” (IDR).

La computadora envía un acuse de recibo (señal ACK) para cada conversión. Al recibir el ACK, la interfaz coloca el siguiente valor en el bus. El ciclo se repite hasta recibir una señal de STOP. Las conversiones se disparan al detectar el pico de una señal de referencia (seno, 400 Hz) y se realizan de a grupos de 4 canales (8 conversiones).

A partir del análisis de distintas capturas realizadas con un analizador lógico en el sistema original, se determinó que las solicitudes de conversión que envía la computadora industrial siguen una secuencia periódica determinada [2]. Se observan en la figura 2 los flancos de la señal EFD. En esos instantes, la instrucción en el bus de salida indica el canal inicial a convertir. Contando los pares de conversiones (flancos IDR) que se observan en el bus de entrada se puede determinar el último canal convertido cuando llega un flanco de STOP.

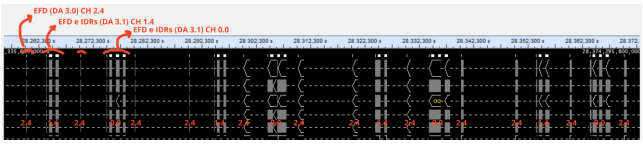


Fig. 2 Captura de conversiones en el sistema original

En la tabla 1 se observan los tiempos máximos, mínimos y promedios entre un paso de la secuencia y el siguiente, es decir, entre una EFD con determinado canal inicial y la EFD que le sigue. Las solicitudes con canal inicial 0.0 convierten hasta el canal 1.3, las que tienen canal inicial 1.4 hasta el 2.3 y las de 2.4 hasta el 3.7. De esa manera, se convierten los 32 canales del sistema.

Δt [ms]	2.4 ⇨ 1.4	1.4 ⇨ 2.4	2.4 ⇨ 0.0	0.0 ⇨ 2.4	2.4 ⇨ 2.4
Máx.	4.8373	6.4301	4.8497	6.4414	10.0198
Mín.	3.5714	5.1615	3.5606	5.1517	9.9806
Prom.	4.2079	5.7930	4.2081	5.7938	10.0016

TABLA 1 Secuencias temporales de canales iniciales

III. SOLUCIÓN PROPUESTA

Se plantea implementar la interfaz sincrónica-digital en una placa NUCLEO STM32F429ZI y utilizar el puerto Ethernet de la misma. Se configuró la placa de desarrollo como servidor UDP eco y se la conectó a una PC mediante un switch. Luego, se enviaron datagramas desde la PC al servidor y se midió un tiempo de respuesta promedio de 220 µs.

Conociendo el tiempo de respuesta, se descartó la opción de enviar un paquete UDP por cada conversión (primer renglón de la figura 3) debido a que no sería posible cumplir con el envío de las conversiones antes de la siguiente instrucción en la secuencia.

Se optó entonces por realizar todas las conversiones en un mismo pico (o a lo sumo en dos). De esta forma se cuenta con el tiempo suficiente como para convertir, empaquetar, enviar y esperar a la confirmación de recepción por parte de la computadora industrial. Esto es posible debido a que la secuencia es periódica y siempre se barre la misma cantidad de canales en cada paso.

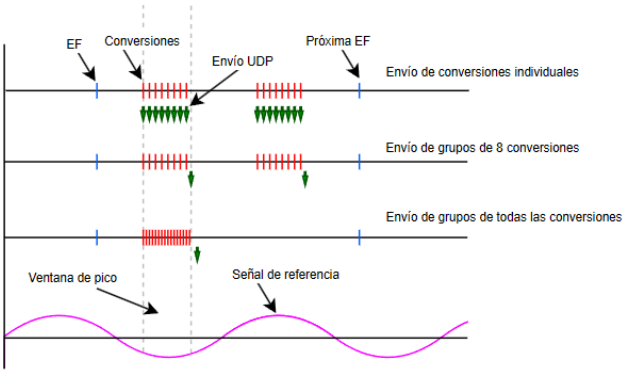


Fig. 3 Distintas formas de enviar las conversiones

IV. COMUNICACIÓN RQ INACTIVA

Para garantizar la fiabilidad del sistema, es necesario poder retransmitir los mensajes hasta que se reciba confirmación de recepción. Como el protocolo UDP no proporciona campos destinados a la confirmación como TCP, se utiliza parte del campo de datos del datagrama para almacenar el número de secuencia e identificador de mensaje (ACK/MSJ).

El método utilizado para el envío de MSJ/ACK entre ETHER-TMIO y las distintas interfaces se denomina "RQ inactiva". En este método, el emisor de un mensaje debe esperar un ACK por parte del receptor para poder enviar un mensaje nuevo. Esta simplicidad en la implementación conlleva pérdidas temporales. Existen métodos más complejos para solucionar este problema, sin embargo, RQ inactiva permite cumplir los requerimientos temporales para este caso [1].

V. EMPAQUETAMIENTO DE MENSAJES

Se tomaron como base los mensajes entre la interfaz y la computadora industrial del sistema original y se propusieron los siguientes formatos para el contenido de los datagramas:

A. Encabezado

El encabezado es de 3 bytes y está presente en todos los mensajes del sistema. El campo *DEVICE ADDRESS* es la dirección del dispositivo (la interfaz) a la que va dirigido el mensaje. El bit *ACK/MSJ* indica si se trata de un mensaje (o sea, una instrucción dirigida a una interfaz) o si es una confirmación de recepción. *NÚMERO DE SECUENCIA* permite ordenar los mensajes.

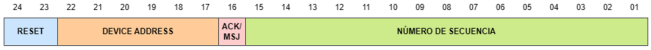


Fig. 4 Encabezado

B. Función externa

Una función externa es una palabra que contiene una instrucción a ejecutar por determinada interfaz. En este caso se presenta para la interfaz sincrónica-digital. El campo *EF* es el código de la función, y *CANAL INICIAL* indica el primer canal a convertir.

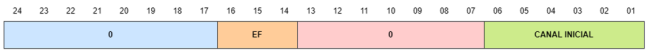


Fig. 5 Función y canal inicial

C. Conversiones

Cada valor convertido se empaqueta en palabras de 3 bytes. El bit 24 indica la validez de la conversión (asegura que se realizó durante el pico de la señal de referencia). *TIEMPO DE CONVERSIÓN* es un campo que se rellena en el extremo de la ETHER TMIO. El bit *P* indica la polaridad del pico de la señal de referencia.

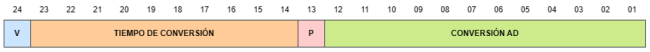


Fig. 6 Conversión AD

VI. DESARROLLO DEL FIRMWARE

El firmware de la interfaz desarrollada consiste en 3 tareas, dos se ocupan de la transmisión y recepción de datagramas UDP y la restante realiza las conversiones AD.

Se utiliza el sistema operativo en tiempo real FreeRTOS [3]. Inicialmente se consideró programar las tareas en un super bucle debido a la simplicidad de las mismas; sin embargo, como en un futuro se evalúa desarrollar otra interfaz en la misma placa, el uso de un sistema operativo facilita la escalabilidad de este desarrollo.

Para el manejo de la interfaz Ethernet se utiliza la librería LwIP [4] junto con la API NETCONN. LwIP proporciona las funciones correspondientes a los protocolos IPv4, ICMP, UDP, etc. utilizados.

A. Tarea UDPrx

La tarea UDPrx administra la recepción de datagramas UDP provenientes del cliente (placa ETHER-TMIO), ya sean mensajes de confirmación (ACK) o con carga útil (MSJ).

Se ejecuta en un bucle, inicialmente esperando recibir algún datagrama a través del socket UDP. Al recibir un datagrama, determina si cumple con el tamaño mínimo para ser válido (3 bytes), sino se descarta y vuelve a la espera de un nuevo datagrama.

Una vez recibido un datagrama válido, se extrae el encabezado y se lee el bit ACK/MSJ. También se envía el encabezado recibido a la tarea UDPtx mediante la cola rx2txQueue.

Si se trata de un mensaje, la tarea envía el código de función y el canal inicial (los cuales se encuentran en los segundos 3 bytes del datagrama) a la tarea de conversión (cola rx2adcQueue). Por otro lado, si es un ACK, se notifica a la tarea UDPtx. En cualquier caso, la tarea queda a la espera de un nuevo datagrama.

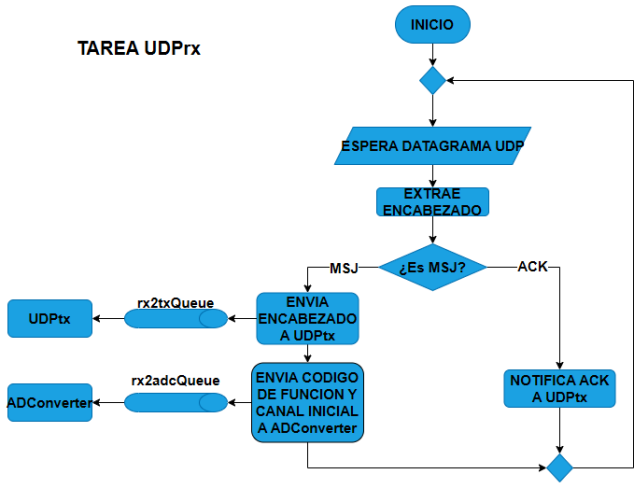


Fig. 7 Diagrama de flujo de UDPrx

B. *Tarea UDPtx*

Esta tarea administra la transmisión de datagramas desde la interfaz a la ETHER-TMIO tanto para envió de conversiones como de mensajes de confirmación.

Inicia esperando el encabezado proveniente de la tarea UDPrx. El primer datagrama que llega a la interfaz es una instrucción para realizar conversiones desde determinado canal inicial. La interfaz debe confirmar la recepción de la instrucción reenviando el mismo encabezado, pero con el bit ACK/MSJ en 1, indicando ACK.

Mientras tanto, la tarea ADConverter realiza las conversiones y una vez finalizadas las envía a UDPtx a través de una cola (adc2txQueue). UDPtx empaqueta las conversiones, aumenta el número de secuencia del mensaje y las envía, quedando a la espera de la confirmación de recepción del cliente. Si la confirmación no se recibe antes de un tiempo determinado, se reintenta el envío del datagrama. La tarea vuelve al inicio cuando se supera el número máximo de reintentos o si se recibe la confirmación.

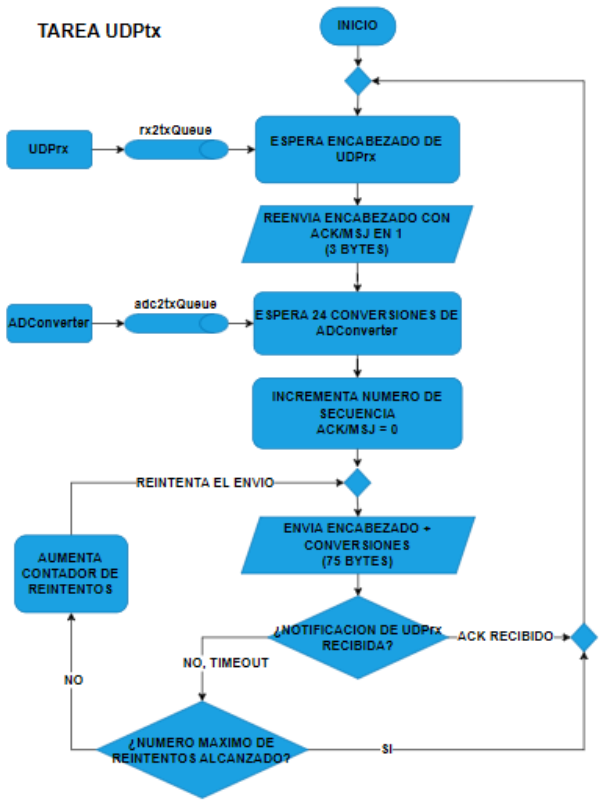


Fig. 8 Diagrama de flujo de UDPtx

VII. ENSAYOS CON WIRESHARK

Con el fin de comprobar el correcto funcionamiento del sistema propuesto, se utiliza el software Wireshark para capturar el tráfico entre la interfaz desarrollada y una PC que simula el envío de instrucciones de acuerdo a la secuencia explicada en la sección II.

Como se observa en la figura 9, la comunicación inicia con un mensaje proveniente de la IP 192.168.0.5, correspondiente a la PC. En la columna *Info* de Wireshark se observa que el largo del payload es de 6 bytes. El contenido del payload coincide con los bits de encabezado + función externa, indicando device address 3.0, número de secuencia 0 y canal inicial 2.4 (figura 10).

No.	Time	Source	Destination	Protoc	Length	Info
37	0.0…	192.168.0.5	192.168.0.123	UDP	48	59937 → 10 Len=6
38	0.0…	192.168.0.123	192.168.0.5	UDP	60	10 → 59937 Len=3
39	0.0…	192.168.0.123	192.168.0.5	UDP	117	10 → 59937 Len=75
40	0.0…	192.168.0.5	192.168.0.123	UDP	45	59937 → 10 Len=3
41	0.0…	192.168.0.5	192.168.0.123	UDP	48	59937 → 10 Len=6
42	0.0…	192.168.0.123	192.168.0.5	UDP	60	10 → 59937 Len=3
43	0.0…	192.168.0.123	192.168.0.5	UDP	117	10 → 59937 Len=75
44	0.0…	192.168.0.5	192.168.0.123	UDP	45	59937 → 10 Len=3
45	0.0…	192.168.0.5	192.168.0.123	UDP	48	59937 → 10 Len=6
46	0.0…	192.168.0.123	192.168.0.5	UDP	60	10 → 59937 Len=3
47	0.0…	192.168.0.123	192.168.0.5	UDP	117	10 → 59937 Len=75
48	0.0…	192.168.0.5	192.168.0.123	UDP	45	59937 → 10 Len=3
49	0.0…	192.168.0.5	192.168.0.123	UDP	48	59937 → 10 Len=6
50	0.0…	192.168.0.123	192.168.0.5	UDP	60	10 → 59937 Len=3
51	0.0…	192.168.0.123	192.168.0.5	UDP	117	10 → 59937 Len=75
52	0.0…	192.168.0.5	192.168.0.123	UDP	45	59937 → 10 Len=3
53	0.0…	192.168.0.5	192.168.0.123	UDP	48	59937 → 10 Len=6

Fig. 9 Comunicación entre PC e interfaz AD

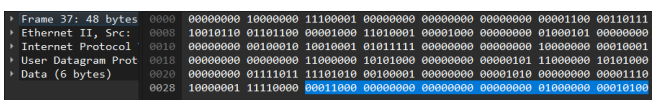


Fig. 10 Encabezado + función externa

El segundo datagrama contiene 3 bytes de carga útil. Es el encabezado del mensaje anterior, esta vez proveniente de la interfaz (192.168.0.123) y con el bit ACK/MSJ en 1, indicando que se trata de una confirmación de recepción (figura 11).

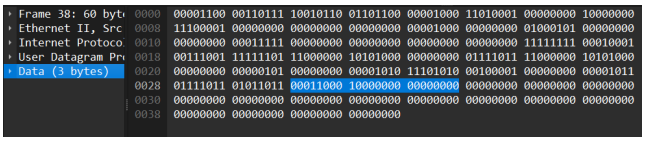


Fig. 11 ACK a función externa

El tercer datagrama es de 75 bytes, es decir, el encabezado más 24 palabras de 3 bytes que son las conversiones (figura 12). Se ha incrementado el número de secuencia en el encabezado.

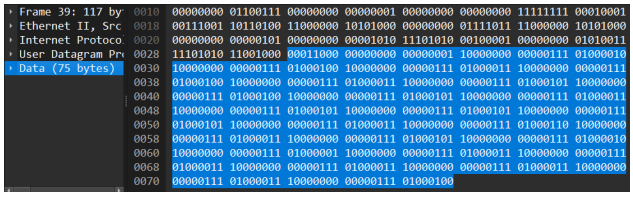


Fig. 12 Encabezado + Conversiones

El cuarto datagrama es la confirmación de recepción de las conversiones por parte de la PC, con bit ACK/MSJ en 1.

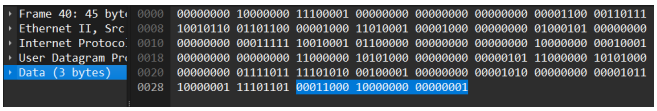


Fig. 13 ACK a conversiones

El proceso se repite en los datagramas restantes. El canal inicial en el quinto datagrama será el 0.0, tal como indica la secuencia de la tabla 1.

VIII. CONCLUSIONES

De los ensayos realizados con Wireshark se concluye que se cumplen los tiempos de las secuencias temporales del sistema original, por lo que la solución propuesta es factible.

La forma en la que se estructuró el código, utilizando el sistema operativo en tiempo real y las tres tareas con funciones bien definidas facilitará el desarrollo y la integración de nuevas funciones o interfaces en el futuro.

REFERENCIAS

[1] Christian L Galasso, Adrián Laiuppa, Joel Ermantraut, Sergio Leoni, Diego Martínez, Martín Paz. “Aplicación práctica de co-diseño de HW y SW para la apertura de un sistema de tiempo real.” Memorias de las 53 JAIIO - SAIC, Simposio Argentino de Ingeniería en Computación. Pp 67 – 80. 12 al 16 de agosto de 2024. ISSN 2451-7496.

[2] Geoffrey Boyes (1980) “Synchro and Resolver Conversion”. Analog Devices.

[3] Richard Barry (2023) “Mastering the FreeRTOS™ Real Time Kernel”. Version 1.1.0.

[4] Dunkels, A., et al. (s.f.). “lwIP - A Lightweight TCP/IP stack” (V2.1.3). Savannah (GNU Project).

Categoría

Reporte

Aplicaciones agro y alimentos

Área Temática

Agricultural Station Prototype With EEPROM Memory Storage and Serial HMI Using PIC16F877A

Daniel-Sebastian Salinas-Torres
Universidad Pedagogica y Tecnologica de Colombia
Grupo de Investigación I²E Tunja, Colombia
daniel.salinas01@uptc.edu.co

Fabián-Rolando Jiménez-López
Universidad Pedagogica y Tecnologica de Colombia
Grupo de Investigación I²E Tunja, Colombia
fabian.jimenez02@uptc.edu.co

Jenny-Amparo Rosales-Agredo
Universidad Pedagogica y Tecnologica de Colombia
Grupo de Investigación I²E Tunja, Colombia
jenny.rosales@uptc.edu.co

***Abstract*— This work presents the development of an agricultural station based on the PIC16F877A microcontroller, aimed at the collection, storage, and visualization of environmental variables relevant to precision agriculture. The system measures soil moisture, atmospheric pressure, temperature, relative humidity, and ultraviolet radiation, taking samples every six hours and storing them in a structured manner in an EEPROM memory. Data can be accessed locally via an LCD screen and viewed historically or in real time through a human-machine interface (HMI) via serial connection whit a computer, once the user connects the system and enters valid access credentials. This solution targets to provide a trusted, access, and low-cost monitoring tool for rural contexts.**

Keywords—Agricultural Station, PIC16F877A, EEPROM, Environmental Sensors, Serial Interface, Agro-Environmental** Monitoring**, Precision Agriculture.

I. INTRODUCTION

The continuous advancement of agricultural practices offers significant opportunities for farmers to optimize resource utilization, enhance crop efficiency, and bolster market competitiveness, ultimately reducing operational costs and maximizing production [1]. However, in numerous rural regions, agricultural productivity remains constrained by a confluence of factors.

Traditional crop management in these areas often relies on outdated and inefficient methods, such as uniform spraying and irrigation across entire fields, neglecting the inherent variability in moisture levels and microclimates within the cultivation area [2]. This undifferentiated approach frequently results in the wastage of critical resources, notably water, and suboptimal application of agrochemicals.

To address these challenges, this study proposes the development of an autonomous agricultural monitoring system capable of real-time environmental parameter acquisition, control, and logging, thereby empowering more informed decision-making in irrigation, fertilization, or pest management. While commercial agricultural weather stations offer sophisticated monitoring capabilities, their high cost and reliance on continuous network connectivity often preclude their widespread adoption in resource-limited rural settings [3].

This paper presents the design and implementation of a cost-effective and self-contained agricultural station prototype based on the PIC16F877A microcontroller [4]. The developed system features local data storage with a sampling interval of six hours, ensuring data availability even in the absence of continuous connectivity. Furthermore, the station incorporates a password-protected LCD interface for on-site data visualization and provides the functionality to export and analyze historical and real-time data via a computer-based Human-Machine Interface (HMI) through a serial communication link. This work contributes a practical and accessible solution for precision agriculture in rural contexts, offering a pathway towards improved resource management and enhanced crop yields.

II. METHODOLOGY

A. Parameters Definition

For the system design, the following critical variables were defined for measurement: soil moisture, in order to assess water availability and avoid over-irrigation that could exceed the substrate's retention capacity [5]; air temperature and relative humidity [6], key factors in calculating evapotranspiration and plant water stress; atmospheric pressure, used as an indicator to anticipate adverse weather events such as frost [7]; and ultraviolet radiation, a key parameter for estimating direct solar exposure on the crop.

These variables were selected due to their relevance in decision-making processes related to agricultural task planning, efficient irrigation management, and the prevention of adverse environmental conditions. The PIC16F877A microcontroller was chosen for its stability, low cost, efficient energy consumption [8], and security in terms of locking program readout. A display is also required to visualize the variable data on-site, along with a keypad for access control. This same access control allows interaction with an HMI that enables visualization of both the historical data stored in memory and the real-time data read by the microcontroller.

B. Prototype Design

The system was designed using a modular architecture, centered around the use of the PIC16F877A microcontroller due to its low power consumption, multiple integrated peripherals, and ease of programming [9]. Specific sensors were integrated for the acquisition of critical agro-environmental variables: the BMP280 for atmospheric pressure measurement, the DHT11 for air temperature and relative humidity, the ML8511 for ultraviolet radiation, and a resistive soil moisture sensor.

For temporal data logging and structured storage, a DS3231 RTC module with integrated EEPROM was incorporated, connected via the I²C protocol, ensuring accurate timekeeping and facilitating the chronological organization of records. Local data visualization is performed through a 16x4 LCD screen, allowing the user to consult current values after a control event. Communication with the

graphical interface on the computer was established through a USB-TTL converter, enabling data transmission via serial communication when the system is connected to the PC's USB port.

The data are structurally stored in EEPROM memory in matrix format, where each column represents a variable and each row a sampling instant. A representative sampling rate of four records per day per variable was defined, with each value using eight bits, ensuring a balance between resolution, storage capacity, and historical data analysis.

C. System Implementation

The firmware was developed in C language using MPLAB X IDE and the XC8 compiler. The main functions include sensor data acquisition, data storage in the EEPROM memory, access control and visualization on an LCD through a menu system, RTC configuration, password change, and communication with the HMI via the serial port, which follows the flowchart shown in Fig. 1.

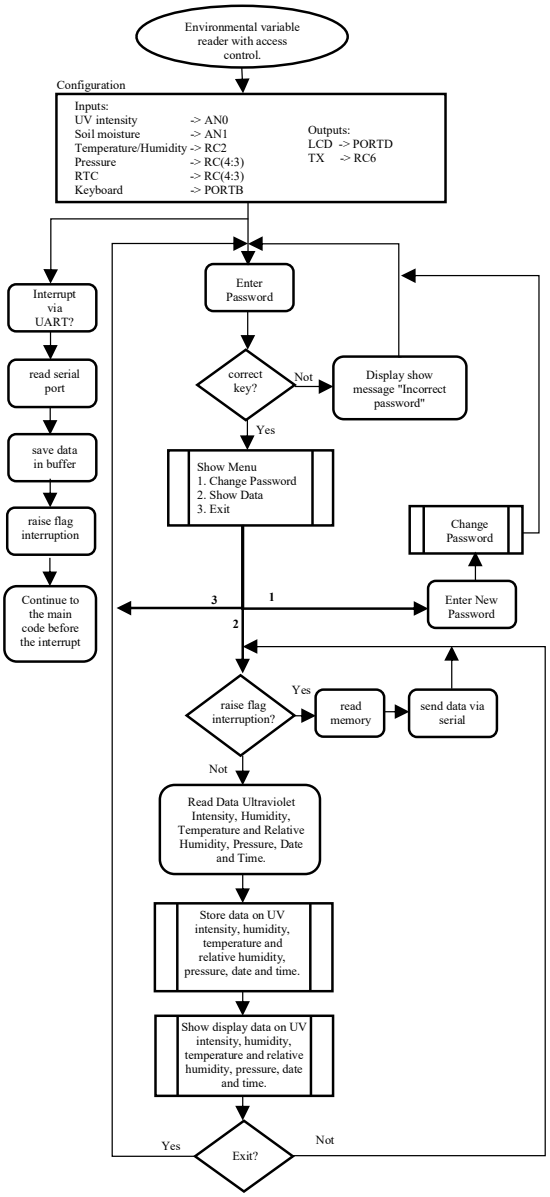


Figure 1. Agricultural station flow chart.

D. Human Machine Interface

The Human-Machine Interface (HMI) was developed using Visual Studio, which enabled the creation of an executable file compatible with end-user computers without requiring additional development environments. Once the application starts, a connection window is presented to establish the serial port link, as shown in Fig. 2.

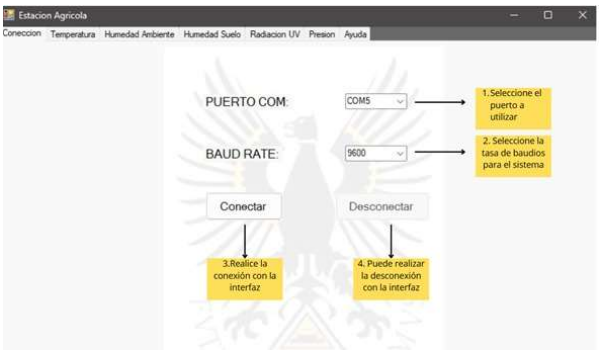


Figure 2. Serial connection window HMI

This interface allows for real-time data visualization and analysis of the historical records stored in the system's EEPROM memory. Additionally, it provides graphical tools to represent the evolution of the monitored variables, along with the presentation of relevant statistics such as minimum, maximum, average, and variance values, thereby facilitating interpretation and decision-making by the user, as shown in Fig. 3.

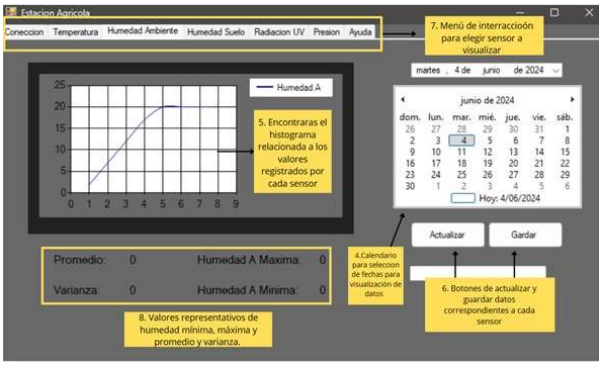


Figure 3. Human Machine Interface (HMI)

III. RESULTS

The developed system enables the effective acquisition of the defined agro-environmental variables: soil moisture, temperature, relative humidity, atmospheric pressure, and ultraviolet radiation. The PIC16F877A microcontroller processes each sensor signal, converting them into eight-bit digital data suitable for structured storage and subsequent analysis.

The collected data are organized into five-variable packets and stored in the EEPROM memory every six hours, using the DS3231 RTC module as a time reference. This mechanism ensures a sequential and chronological organization of the records, facilitating their retrieval and historical analysis.

In addition, the system includes an LCD that allows real-time display of current variable values, provided the user authenticates with valid credentials and navigates through the

local interface menu. This feature provides a basic level of security for direct system access.

The electronic system was soldered onto a printed circuit board (PCB) and enclosed in a custom 3D-printed case to protect the components. Power is supplied by a pair of 18650 lithium batteries regulated by an LM7805 to ensure stable voltage levels for the system. As illustrated in Fig. 4, the sensors and other components were successfully assembled and integrated.

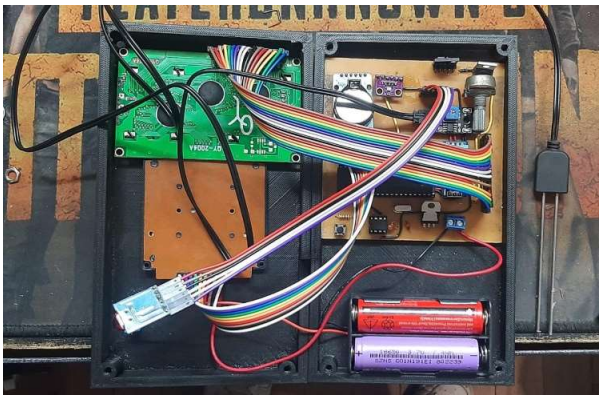


Figure 4. Circuit layout and assembly on the PCB and 3D case

Once the system was powered on, as shown in Fig. 5, the correct operation of the circuit was verified. The microcontroller successfully initialized all modules and proceeded to acquire the environmental variables. After entering the correct access code, the LCD displayed the current values of soil moisture, temperature, relative humidity, atmospheric pressure, and ultraviolet radiation, confirming the proper integration and functionality of the sensors, memory, and user interface. This behavior validated the expected operation of the system under field-simulated conditions.

Figure 5. Show display of parameters on LCD.

IV. CONCLUSIONS

The developed system, based on the PIC16F877A microcontroller, proved to be highly efficient in the acquisition and storage of critical agro-environmental variables. By employing a matrix structure to organize data in the EEPROM memory, the system optimizes information storage, avoiding the use of heavy data formats and enabling more efficient management of available resources. The ability to store records sequentially every six hours ensures the preservation of relevant crop information in a structured manner, facilitating its subsequent analysis and decision-making. This implementation not only maximizes storage efficiency but also guarantees the integrity and accessibility of the data over time, contributing to the improvement of monitoring and control practices in precision agriculture.

The system, powered by lithium batteries and designed on a custom PCB, provides an accessible and low-cost solution for agro-environmental monitoring in rural areas, where commercial stations are often expensive and require constant connectivity. The system's ability to store data locally, along with the option to export information through a graphical interface on a PC via serial communication, makes it especially useful in areas with connectivity limitations, offering a reliable tool for crop monitoring and control.

The implementation of a human-machine interface (HMI) in the system significantly facilitates access to, visualization, and analysis of the collected data, allowing it to be displayed on a larger screen with graphical tools that enhance user interpretation. Additionally, the low-power design and rechargeable battery operation enable the system to function autonomously, eliminating the need for a constant power supply or permanent internet connection. These features make the system ideal for deployment in rural areas with limited infrastructure, promoting the digitalization of agricultural monitoring in hard-to-reach environments.

This prototype was developed using the PIC16F877A microcontroller due to its stability, low power consumption, and availability. It is important to highlight that the system architecture is easily adaptable to other microcontrollers from the same family or to more recent and higher-performance options, such as the PIC16F18877, recommended by the manufacturer as a replacement. This newer option includes advanced features such as Peripheral Pin Select (PPS), lower power consumption, and greater memory. This flexibility allows the proposed design to be updated and configured with more modern technologies without compromising its functionality and even improving its efficiency, thus ensuring its long-term viability.

In contrast to commercial environmental monitoring stations such as those offered by Campbell Scientific or Davis Instruments, whose market prices range from USD 5,000 to 10,000 [10] - [12] depending on the model and importation costs, the proposed prototype represents a low-cost alternative that significantly reduces barriers to adoption in rural and resource-limited settings. A small-scale production of the developed device is estimated to cost under USD 80, including sensors, microcontroller, memory, LCD interface, power supply, and enclosure. Furthermore, unlike some commercial systems that require software licenses, usage fees, or restrict measurement frequency, this solution provides full access to data without restrictions. Regarding durability, while the current prototype uses a 3D-printed enclosure primarily for development and testing purposes, future iterations can be adapted to incorporate IP-rated enclosures, stainless steel housing, or weather-resistant materials to meet the robust standards demanded by real-world agricultural environments. This highlights the scalability and potential for adaptation of the system to match user needs in both performance and structural integrity.

GREETINGS AND ACKNOLEDMENTS

We sincerely thank the I²E Research Group at the School of Electronic Engineering, Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia, for their invaluable support. Their expertise and resources were crucial to this research. We're

also deeply grateful to research projects SGI 3760 ("Development of a Meteorological Station Oriented to the Prediction of Climatic Variables through the Application of Artificial Intelligence Techniques") and SGI 3971 ("Development of a CanSat-type Satellite for Meteorological Variable Collection and Space Mission Simulation"). The insights, data, and collaborative environment from these projects significantly contributed to our work. This research wouldn't have been possible without their dedicated assistance and commitment to advancing knowledge.

REFERENCES

[1] C. Sarmeje, A. Afolabi, and Gaya, K, "Design and Simulation of a Microcontroller Based Weather Station," African Journal of Advanced Sciences & Technology Research, vol. 12, no. 1, pp. 18-33, Mar. 2023.

[2] F. Rebaudo, et.al., "A low-cost IoT network to monitor microclimate variables in ecosystems," Methods in Ecology and Evolution, vol. 14, no. 4, pp. 1025-1034, Apr. 2023.

[3] I. Ruge, F. R. Jiménez, and A. Torres., "Programmable devices applied to agriculture: Present and opportunity in the Boyacá Region-Colombia," in Proc of 19th LACCEI, pp. 1-10, 2021.

[4] B.P. Kulkarni, A.v. Jadhav, J.A. Karande, S.D. Kodag, "IoT based Greenhouse Monitoring using PIC16F877A Mr." 2019.

[5] X.Li, X. Wang, J. Wu et al. "Soil Moisture Monitoring and Evaluation in Agricultural Fields Based on NDVI Long Time Series and CEEMDAN", 2023

[6] I. Guiat, H.R. Mackey, T.A. Ansari, "A Review of Evapotranspiration Measurement Models, Techniques and Methods for Open and Closed Agricultural Field Applications", 2021

[7] J. R. Rozante, E.R. Guttierrez, P.L. Silva, A.A. Fernandez, D.S. Alvim, V.M. Silva, "Development of an index for frost prediction technique and validation", 2020.

[8] S.A. Mane, S.T. Bhosale, P.D. Nikam, "Smart Agriculture Using Pic Microcontroller and GSM Based Technology", 2008

[9] S. R. Silva, H. Kodithuwakku, "PIC16F877A Microcontroller Using Automatic Green House Monitoring and Controlling System Final report", 2024.

[10] Davis Instruments, "Vantage Pro2 Weather Station," Davis Instruments, 2024. [Online]. Available: https://www.davisinstruments.com/products/vantage-pro2-weather-station

[11] Davis Instruments, "GroWeather Sensor Suite," Davis Instruments, 2024. [Online]. Available: https://www.davisinstruments.com/products/groweather-sensor-suite

[12] Campbell Scientific, "Agricultural Weather Stations," Campbell Scientific Inc., 2024. [Online]. Available: https://www.campbellsci.com/agriculture

Categoría

Reporte

Bioingeniería

Área Temática

Implementación de tramas inalámbricas para estimulación multicanal en un implante coclear didáctico basado en Raspberry Pi Pico

1st Fabrizio Carlassara
Laboratorio Sistemas embebidos
UTN FRA
Avellaneda, Argentina
fcarlassara@fra.utn.edu.ar

2nd Ariel Marín
Laboratorio Sistemas embebidos
UTN FRA
Avellaneda, Argentina
amarin@fra.utn.edu.ar

3rd Pablo Gómez
Laboratorio Tecnología Biomédica
UTN FRA
Avellaneda, Argentina
pablosgomez50@gmail.com

4th Martín Enríquez
Laboratorio Tecnología Biomédica
UTN FRA
Avellaneda, Argentina
martin.hernan.enriquez@gmail.com

5th Edgardo Porral
Laboratorio Tecnología Biomédica
UTN FRA
Avellaneda, Argentina
eporral@fra.utn.edu.ar

6th Ian Lesnianski
Laboratorio Tecnología Biomédica
UTN FRA
Avellaneda, Argentina
ianlesni@gmail.com

***Abstract*—Este trabajo presenta el desarrollo e implementación de un sistema de tramas de comunicación inalámbricas para estimulación multicanal, como parte de un implante coclear didáctico actualmente en desarrollo. El objetivo principal es diseñar una herramienta de bajo costo y consumo optimizado, orientada a su uso en contextos educativos. El sistema está basado en un microcontrolador Raspberry Pi Pico, elegido por su bajo consumo energético y facilidad de programación. Las tramas de datos se codifican mediante modulación por ancho de pulso (PWM) y se transmiten utilizando modulación por desplazamiento de amplitud (ASK) a través de una antena plana. Se diseñaron tramas diferenciadas para configurar el modo de estimulación y establecer los parámetros de cada canal. Las pruebas preliminares demostraron la viabilidad de la transmisión y decodificación de las tramas mediante acoplamiento inductivo.**

Palabras clave—implante coclear, modulación ASK, Raspberry Pi Pico, PWM, comunicación inalámbrica

I. Introducción

La pérdida auditiva profunda bilateral afecta de forma significativa la calidad de vida de quienes la padecen, limitando su capacidad de comunicación e interacción social. En este contexto, los implantes cocleares han demostrado ser una solución eficaz, proporcionando una vía alternativa de percepción sonora mediante estimulación eléctrica directa del nervio auditivo [1] . Sin embargo, el alto costo, la complejidad tecnológica y los requerimientos quirúrgicos limitan su acceso en países en desarrollo y dificultan su comprensión por parte de estudiantes e investigadores que se inician en la ingeniería biomédica y la audiología [2]

El presente trabajo se enmarca en un proyecto de investigación y desarrollo orientado al diseño de un implante coclear con fines didácticos [3], cuyo objetivo principal es facilitar la enseñanza de los principios fundamentales de los sistemas implantables, el procesamiento de señales biomédicas y la bioelectrónica. Particularmente, este artículo se enfoca en la implementación de un sistema de tramas de comunicación inalámbricas de un implante coclear con estimulación mul-

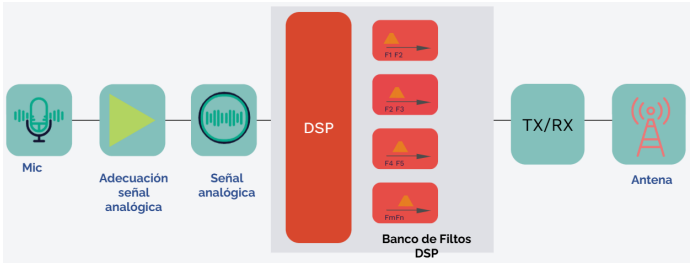


Fig. 1. Bloques funcionales del módulo externo del sistema. La señal acústica captada por el micrófono se acondiciona y procesa digitalmente mediante un banco de filtros realizados con Digital Signal Processor (DSP). La información codificada se transmite de forma inalámbrica al módulo interno a través de una antena.

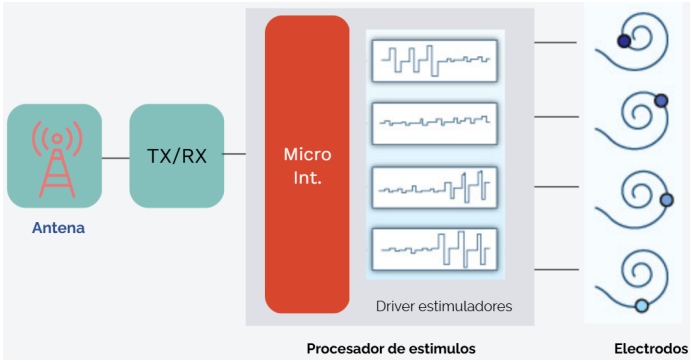


Fig. 2. Bloques funcionales del módulo interno del sistema. La señal recibida por el enlace inalámbrico es decodificada por el microcontrolador interno, que comanda múltiples canales de estimulación conectados a electrodos distribuidos en la cóclea artificial.

ticanal, utilizando tecnologías accesibles y de bajo consumo como la Raspberry Pi Pico 2 y un enlace por acoplamiento inductivo mediante antenas planas [4]. Los bloques funcionales del sistema pueden dividirse en dos módulos principales: uno externo y otro implantado. La Fig. 1 muestra el diagrama funcional del módulo externo, donde la señal acústica captada por el micrófono es acondicionada y procesada digitalmente. La Fig. 2 ilustra el módulo interno, encargado de decodificar la señal recibida y generar los pulsos de estimulación para los electrodos ubicados en la cóclea artificial. En el desarrollo de sistemas de comunicación para dispositivos biomédicos implantables, las tecnologías de modulación como Pulse Width Modulation (PWM) y Amplitude Shift Keying (ASK) han demostrado ser efectivas por su simplicidad, eficiencia energética y compatibilidad con enlaces inalámbricos inductivos [5]. Este tipo de estrategias se ha aplicado exitosamente en prototipos funcionales de implantes cocleares simplificados, ofreciendo un marco de referencia para proyectos con objetivos educativos. A través del diseño e implementación de tramas diferenciadas (configuración y control de canales), este trabajo aporta a la comprensión de los esquemas de comunicación en sistemas implantables y su implementación [6]. Las pruebas preliminares realizadas han demostrado la viabilidad del sistema de transmisión, validando la propuesta como parte de un modelo funcional accesible y educativo.

II. Marco teórico - fundamentos

Para poder transmitir a través del acople inductivo los datos procesados por el Digital Signal Procesing (DSP) a la Raspberry Pi Pico 2 que simula el dispositivo implantado, se eligió un tipo de codificación por PWM en donde se busca que la trama mantenga una frecuencia central de 125 kHz y tres anchos de pulso definidos según lo siguiente: Al querer enviar un 1, el ancho de pulso será del 75%. Al querer enviar un 0, el ancho de pulso será del 25%. Cuando la trama haya finalizado o esté idle, el ancho de pulso será del 50%. Esta codificación se representa gráficamente en la Fig. 3.

Se eligió la combinación de codificación PWM y modulación ASK por su simplicidad, bajo consumo y facilidad de implementación en microcontroladores como la Raspberry Pi Pico. Ambas técnicas aprovechan periféricos integrados comunes, como temporizadores y comparadores, evitando la complejidad de métodos como FSK o PSK. ASK resulta especialmente adecuada para enlaces inductivos por su eficiencia y robustez ante desplazamientos de fase [7], mientras que PWM permite representar estados lógicos mediante variaciones en el ciclo de trabajo, manteniendo la frecuencia constante y facilitando la sincronización. Esta combinación ofrece una solución eficiente, estable y didácticamente adecuada para el prototipo.

A. Formato de tramas de estimulación

El sistema de estimulación multicanal se basa en la transmisión secuencial de tramas codificadas que definen el modo de operación y los parámetros de estimulación eléctrica. Se diseñaron dos tipos de tramas diferenciadas: la **Trama-A**, destinada a configurar el modo de estimulación y la duración de

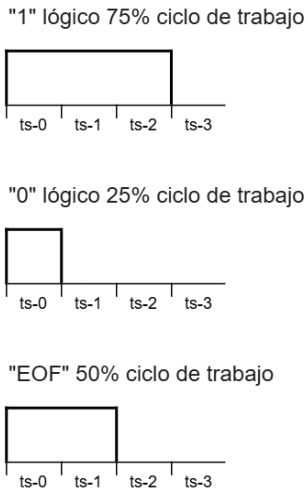


Fig. 3. Esquema de codificación de bits utilizando modulación por ancho de pulso (PWM). Se representa el ciclo de trabajo correspondiente al bit lógico "1" (75%), al bit "0" (25%) y al símbolo de fin de trama "EOF" (50%).

los pulsos La estructura de la Trama-A puede verse en la Fig. 4, y la **Trama-B**, la Fig. 5 muestra el formato de la Trama-B correspondiente, utilizada para establecer el canal (electrodo) y la amplitud de estimulación. La combinación de ambas permite definir secuencias multicanal con flexibilidad, manteniendo la simplicidad de decodificación y la robustez del protocolo. La secuencia completa de tramas para la estimulación multicanal se presenta en la Fig. 6.

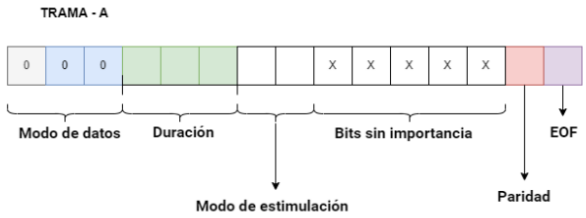


Fig. 4. Trama de datos para la configuración de la duración del pulso y el modo de estimulación (Trama-A).

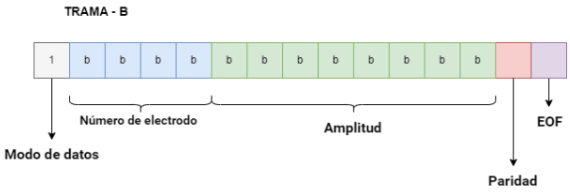


Fig. 5. Trama de datos para la configuración del electrodo de estimulación y la amplitud del pulso (Trama-B).

III. Metodología e implementación

Los ensayos de generación y lectura de tramas se llevó a cabo en dos Raspberry Pi Pico 2 enlazadas entre sí de forma directa a través del pin de datos. El objetivo de esta prueba fue

Fig. 6. Secuencia de tramas de datos para la estimulación multicanal, que comienza con una Trama-A seguida de una Trama-B para cada canal de estimulación.

garantizar que las tramas de datos se generaran correctamente a partir de una secuencia de valores de 16 bits y que el receptor fuera capaz de decodificar la trama correctamente y mostrar el valor de la trama en hexadecimal en un display.

A. Generación de tramas desde el transmisor

En el transmisor, se aprovechó el módulo de PWM que tiene el RP2350. Este tiene la posibilidad de generar frecuencias muy variadas y, partiendo del clock de 125 MHz del procesador, es posible generar los 125 kHz del PWM que se requieren de una forma muy precisa.

La generación de la trama a enviar requiere que ciclo a ciclo de la señal de PWM se cambie el ancho de pulso para representar el bit que se desea mandar. Para esto, se aprovecha la interrupción que tiene el propio periférico que se genera cada vez que el contador que genera el PWM se reinicia, permitiendo que en la interrupción se actualice el ancho de pulso al correcto sin demorar.

La estrategia implementada puede verse en la Fig. 7. El programa principal ve bit a bit, fijando cuál es el ancho de pulso que va a tener que asegurar la interrupción. Antes de seguir analizando el siguiente bit, espera a que la interrupción haya terminado.

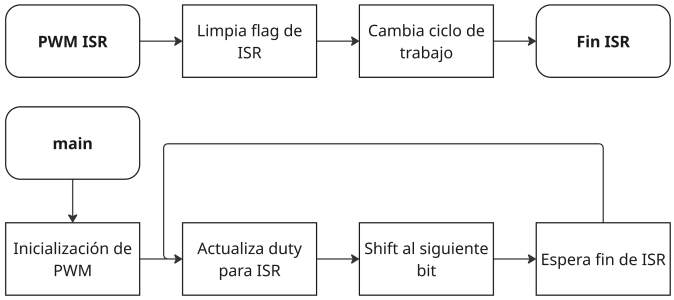


Fig. 7. Diagrama de flujo de la implementación del transmisor. Arriba, rutina de interrupción por PWM. Abajo, programa principal.

B. Recepción y decodificación de tramas

Desde el receptor, se aprovechó una de las máquinas de estado (PIO) que posee el RP2350. Esas máquinas de estado son capaces de programarse de forma independiente para monitorear un GPIO e interrumpir al procesador cuando se haya detectado un pulso.

Estas máquinas de estado del RP2350 tienen un set de instrucciones propio con su program counter, registros propios (llamados x e y) y un FIFO que comparten con el procesador. Esto permite implementar una lógica para contar pulsos como la que se ve en la Fig. 8. Este pequeño algoritmo permite contar la cantidad de ciclos de instrucción del PIO que el pin de datos estuvo en alto en el registro x, indirectamente permitiendo calcular luego en el procesador el ancho de pulso una vez que se envía al FIFO y se genera la interrupción.

La estrategia para desarrollar esto se puede ver en la Fig. 9, donde el programa principal simplemente espera a que la trama esté completada, pero la lógica de armar la trama de acuerdo al ancho de pulso queda delegada en la interrupción del FIFO de la máquina de estados.

Esta implementación permite que el procesador sea interrumpido al final de cada ciclo y, debido a que el FIFO posee varias entradas, no se pierden datos mientras se arma la trama. El tiempo del ancho de pulso es posible calcularlo ya que todas las instrucciones del PIO demoran un ciclo de clock permitiendo que sea fácil calcularlo con poco error. Además, delegando la tarea de contar los ciclos de clock que demora el ancho de pulso en la máquina de estados, es posible bajar el clock del procesador para mejorar el consumo energético que demanda el microcontrolador, acercándolo más a un caso real de un dispositivo implantado.

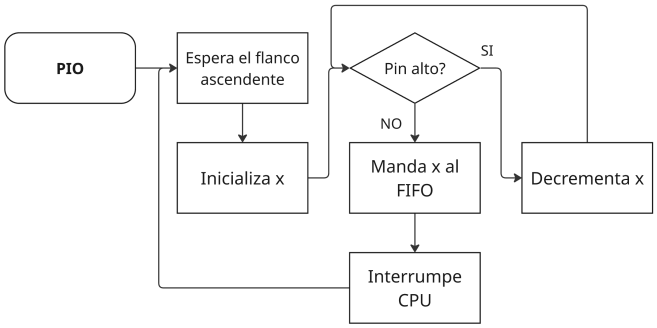


Fig. 8. Diagrama de flujo de la máquina de estados que se encarga del conteo de tiempo de ancho de pulso.

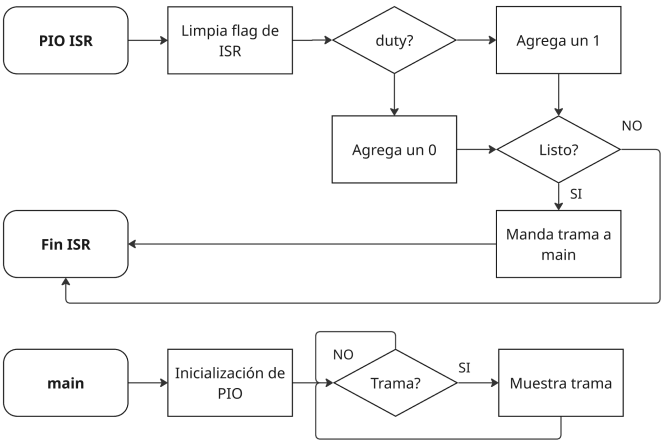


Fig. 9. Diagrama de flujo de la implementación del receptor. Arriba, rutina de interrupción por GPIO. Abajo, programa principal.

IV. Ensayos

Se implementó un prototipo sencillo para probar ambos algoritmos directamente conectando ambas Raspberry Pi Pico 2 como se ve en la Fig. 10. Se agregó una pantalla LCD

para poder mostrar lo recibido desde el receptor que está alimentada desde la Raspberry Pi Pico que funciona como transmisor. También esta última alimenta al receptor a través de un jumper para poder hacer mediciones de consumo de corriente del receptor.

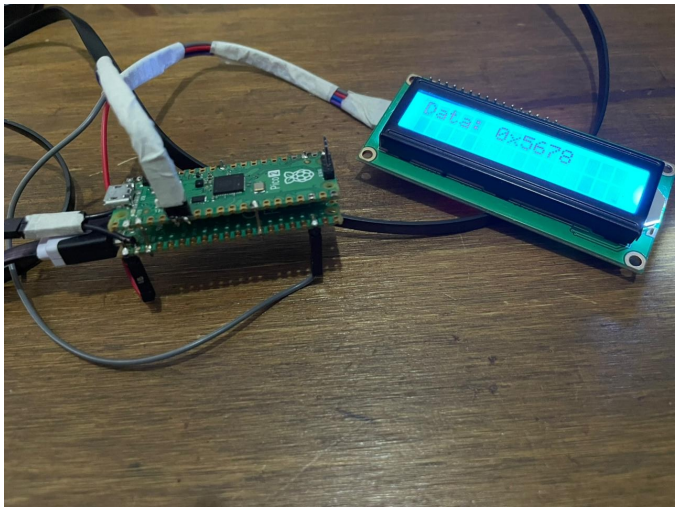


Fig. 10. Prototipo con dos Raspberry Pi Pico 2 para transmisor y receptor con LCD para monitorear lo recibido

En la Fig. 10 se está ensayando enviar la trama de datos 0x5678 que es la que se puede ver en el display. Esta misma trama puede verse conectando un osciloscopio al pin de datos y ver la trama como en la 11 que muestra el primer byte (0x56) entre los cursores de tiempo.

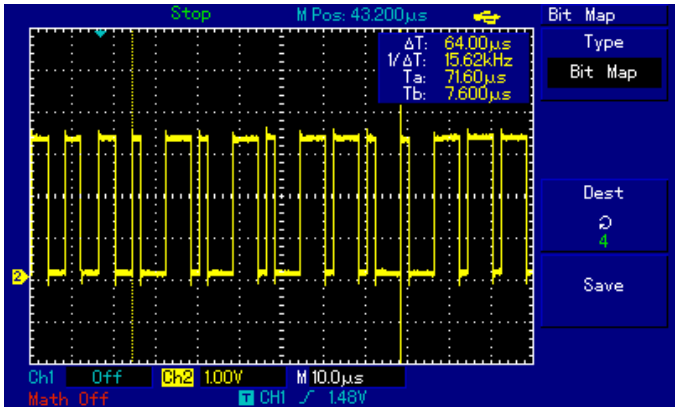


Fig. 11. Primer byte de la palabra de prueba (0x5678)

Puede observarse que los tiempos de la trama que se requerían se pudieron obtener ya que el byte toma 64 μs y se pudo corroborar que los anchos de pulso corresponden con la codificación planteada originalmente.

También, gracias a la implementación de la máquina de estados, se pudo disminuir el clock del procesador de 150 MHz a 30 MHz, lo que impactó en el consumo de corriente del receptor bajando de 16 mA a 5.45 mA, acercándolo un poco más a las características de un dispositivo implantado real [8].

V. Conclusiones

Los ensayos preliminares demuestran que es posible diseñar e implementar un dispositivo implantado didáctico de estas características. Aunque aún hay varias etapas por desarrollar, la posibilidad de generar y decodificar tramas de datos a esta frecuencia es posible.

Aún con los resultados obtenidos, en el contexto del dispositivo implantado, éste debe ser alimentado con la energía que provee el propio enlace de la antena, por lo que es importante mejorar en el consumo que este microcontrolador demanda para implementar el algoritmo planteado.

Como se describió en los resultados, se logró reducir mucho el consumo del receptor al bajar el clock del procesador. Una posible línea de trabajo para continuar podría ser buscar reducir más el clock del procesador. El RP2350 tiene la posibilidad de que la máquina de estados tenga acceso directo a memoria (DMA) por lo que sería posible interrumpir menos frecuentemente al procesador para que el clock pueda ser más lento sin el riesgo de perder datos del FIFO.

References

[1] A. A. Eshraghi et al. “The cochlear implant: historical aspects and future prospects”. In: *The Anatomical Record (Hoboken)* 295.11 (Nov. 2012), pp. 1967–1980. DOI: 10.1002/ar.22580. URL: https://doi.org/10.1002/ar.22580 (visited on 06/23/2025).

[2] Á. Ramos-Macías et al. “Implante coclear: estado actual y futuro”. In: *Revista Médica Clínica Las Condes* 27.6 (Nov. 2016), pp. 798–807. DOI: 10.1016/j.rmclc.2016.11.011. URL: https://doi.org/10.1016/j.rmclc.2016.11.011 (visited on 06/23/2025).

[3] NIDCD. *Implantes cocleares*. Instituto Nacional de la Sordera y Otros Trastornos de la Comunicación. 2016. URL: https://www.nidcd.nih.gov/es/espanol/implantes-cocleares (visited on 06/23/2025).

[4] S. K. An, J. H. Lee, and S. K. Lee. “Design for a Simplified Cochlear Implant System”. In: *IEEE Transactions on Biomedical Engineering* (2007). DOI: 10.1109/TBME.2007.895372.

[5] H. Ali et al. “Laboratory prototype of cochlear implant: design and techniques”. In: *Proceedings of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*. 2009, pp. 803–806. DOI: 10.1109/IEMBS.2009.5333707. URL: https://doi.org/10.1109/IEMBS.2009.5333707 (visited on 06/23/2025).

[6] L. M. Van Immerseel and J. P. Martens. “Pitch and voiced/unvoiced determination with an auditory model”. In: *Journal of the Acoustical Society of America* 91.6 (1992), pp. 3511–3526.

[7] C. M. Zierhofer and E. S. Hochmair. “Geometric approach for coupling enhancement of magnetically coupled coils”. In: *IEEE Transactions on Biomedical Engineering* 43.7 (July 1996), pp. 708–714.

[8] M. Rossi. “A Low Power Consumption Algorithm for Efficient Energy Consumption in ZigBee Motes”. In: *Sensors* 20.1 (Aug. 2021), pp. 1–20. URL: https://www.mdpi.com/2076-3417/10/1/20 (visited on 06/23/2025).

Categoría

Reporte

Implementación de SE

Área Temática

ISBN 978-631-90145-3-2 - Congreso Argentino de Sistemas Embebidos CASE 2025 - 31 de julio al 1 de agosto

Sistema grabador de señales de audio provenientes de un hidrófono con calendario programable

Miguel Ángel López Di Benedetto
GIAS
Universidad Nacional de Tres de Febrero
Caseros, Argentina
lopezmiguelangel@live.com

Ing. Andrés Matías Albalat
GIAS
Universidad Nacional de Tres de Febrero
Caseros, Argentina
aalbalat@untref.edu.ar

Dr. José Evaristo Ruzzante
GIAS
Universidad Nacional de Tres de Febrero
Caseros, Argentina
jruzzante@untref.edu.ar

***Resumen* —En este trabajo se presenta el desarrollo de prototipo funcional de un sistema grabador de audio basado en la plataforma ESP32. Este sistema cumple con la función de registrar señales provenientes de un hidrófono con cápsula piezoeléctrica, el cual está orientado para ondas acústicas provenientes de ciertos cetáceos. La adquisición se realiza utilizando el módulo PMOD I2S2 de Digilent. Este dispositivo cuenta con la capacidad de grabar el audio en una tarjeta SD, acorde a una tabla-calendario. La autonomía del mismo es de 27 hs por cada batería 18650 (3080 mAh).**

Palabras clave — ADC, grabador, hidrófono, ESP32, bioacústica

I. Introducción

El aumento en niveles de ruido antropogénico en ríos y mares con la aparición de nuevas tecnologías de adquisición y almacenamiento de datos hicieron de la acústica submarina una herramienta fundamental para obtener información del ambiente marítimo y el impacto del hombre en la fauna que lo habita[1]. Es necesaria una caracterización de los ambientes acuáticos, de las especies de cetáceos que habitan en el mar, y del ruido generado por embarcaciones entre otras fuentes sonoras de origen antrópico, para abordar estrategias de mitigación de impacto acústico con fines de conservación. Así se podrá también establecer las normativas necesarias a nivel nacional que regulen la actividad humana en el mar con el mismo fin. No tenemos conocimiento de fabricación en nuestro país del tipo de equipamiento que permita realizar estos estudios. Las ventajas que presentan los métodos acústicos para el estudio de cetáceos con respecto a métodos de observación visual son aquellas mayormente relacionadas a restricciones de condiciones ambientales, como así también a la disponibilidad de organismos que pasan la mayor parte de su vida sumergidos fuera del alcance visual. El acceso físico a los lugares de estudio es una condición necesaria para el estudio de los cetáceos que lo habitan si se los pretende monitorear con métodos visuales. Lo mismo ocurre con algunos métodos acústicos que requieren la presencia de un técnico operario en el momento de la grabación.

Sin embargo se han desarrollado sistemas subacuáticos de registro sonoro capaces de almacenar información de manera continua sin la necesidad de un operario en el sitio[2,3]. Estos sistemas suelen tener componentes modulares a los cuales se los reemplaza o refacciona periódicamente, extrayendo la información adquirida y a su vez acondicionando el equipamiento para el comienzo de un nuevo ciclo. Este tiempo de autonomía depende de las características técnicas de su diseño, el cual está determinado por el tipo de sonidos que se pretende registrar.

El Grupo de Interdisciplinario en Acústica Submarina GIAS cuenta con recursos humanos capacitados para diseñar y construir este tipo de equipamiento.

II. Objetivos

A futuro, el objetivo del GIAS es desarrollar un equipo de grabación acústica subacuático autónomo, capaz de reportar audio en tiempo real a una estación de monitoreo de forma remota [4]. Las grabaciones deben poder ser observadas con herramientas que generen espectrogramas acumulativos (Long-Term Spectral Average), usualmente utilizados en el monitoreo de fauna, con la finalidad de identificar patrones de comportamiento tanto de la fauna local como de la actividad del hombre en la zona.

Actualmente, el equipo de investigación cuenta con un hidrófono [5] y su cadena de instrumentación [6]; esto consta de un preamplificador de tensión, el cual incrementa el nivel de la señal y adapta la impedancia del sensor piezoeléctrico a niveles requeridos en la cadena electrónica en el ancho de banda de audio (20Hz-20kHz, fc=-3dB) y un amplificador de salida para adaptarse a la entrada del ADC (ajuste de offset, ajuste al máximo nivel de entrada, adaptación de impedancias). El siguiente paso del GIAS es desarrollar un sistema digital de grabación autónoma con el objetivo de grabar ciertas vocalizaciones de cetáceos[7]. Como requisito mínimo, el sistema debe grabar en formato .wav con calidad de CD (16 bits a 44.1 kHz), registrar fecha y hora en cada grabación, y permitir programar horarios de grabación mediante un calendario. Se seleccionó esta configuración porque mantiene un balance entre calidad de registro y consumo energético, considerando que mayores tasas de muestreo o profundidad de bits incrementan el consumo de energía y requieren mayor capacidad de almacenamiento. Por otro lado, es un formato comúnmente utilizado en sistemas de reproducción y análisis de audio.

Además, este dispositivo debe ser fácilmente utilizable por personal no capacitado, para que su instalación, en el fondo del Mar Argentino, pueda ser realizada por un buzo sin tener que capacitarlo. Como el equipo va a ser alimentado por baterías, es necesario utilizar técnicas que disminuyan el consumo energético. La carcasa, de flotabilidad neutra, también deberá ser diseñada como parte contenedora del hidrófono (piezoeléctrico), preamplificador, grabador, baterías y conversores DC-DC.

III. diseño

El entorno de desarrollo utilizado es Arduino IDE 2[8].

Debido a la flexibilidad, documentación, y capacidad de procesamiento se selecciona como plataforma un ESP32 S3

N16R8[9], en su versión que cuenta con 8 Mb de memoria PSRAM.

El soporte de grabación es una memoria SD de 64 GB manejada a través del periférico SDIO/MMC. El conversor AD-DA es un PMOD I2S2[10]. La alimentación consta de dos baterías NCR18650BD de 3080 mAh[10] con su respectiva protección BMS[12]. A continuación un módulo step down DC-DC basado en el LM2596 [13] se encarga de convertir los 7.4V de las baterías a 3.3V. El diagrama en bloques del hardware seleccionado se puede observar en la Fig. 1, esta configuración es la utilizada en los tests de autonomía. Opcionalmente, se utiliza un parlante para corroborar el funcionamiento del sistema.

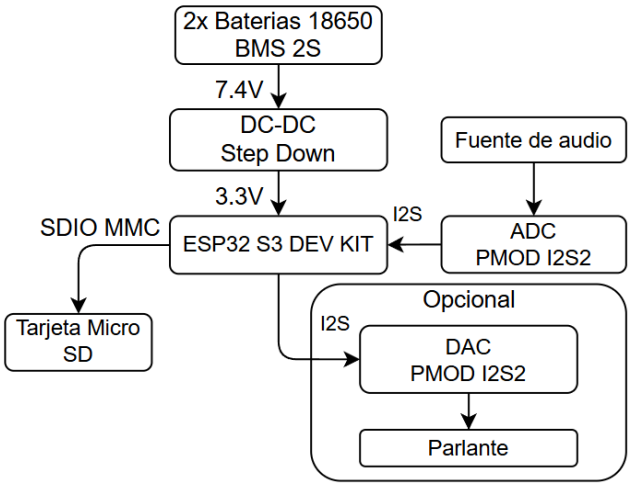


Fig. 1: Diagrama en bloques del sistema utilizado.

La disponibilidad de una memoria 8 MB de PSRAM, equivalente a un buffer de 90 segundos, permite tener la tarjeta SD apagada la mayor parte del tiempo y solo encenderla para actualizar el archivo de grabación, lo cual favorece la autonomía del dispositivo. Se aprovecha el periférico SDIO/MMC en 4 bits del microcontrolador para disminuir el tiempo de encendido de la tarjeta SD por su velocidad.

El diagrama de flujos del sistema desarrollado se puede ver en la Fig. 2:

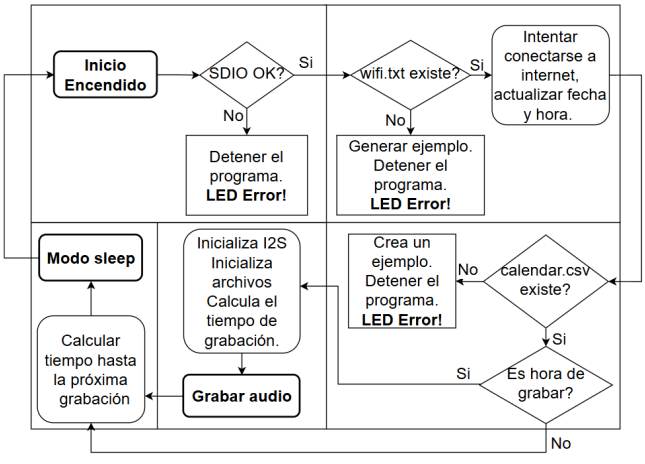


Fig. 2: Diagrama de flujos del sistema desarrollado.

Se puede observar que al encender el dispositivo se intenta leer la tarjeta SD. Si el archivo wifi.txt no existe, se crea un ejemplo y detiene el programa; si existe intenta conectar a internet para actualizar la fecha y hora. Esta tarea siempre la va a realizar, ya sea que el dispositivo esté bajo el agua o no.

A continuación, se buscan los datos guardados en el archivo 'calendar.csv', que define los horarios de grabación. En caso de no existir, se crea un ejemplo del mismo para uso del usuario y se detiene el programa. Se muestra un ejemplo de 'calendar.csv' muestra en la Fig. 3, donde '1' indica que en esas horas el dispositivo debe grabar, y 0 lo contrario:

hora	domingo	lunes	martes	miercoles	jueves	viernes	sabado
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	0	0	0	0	0
4	0	0	0	0	0	0	0
5	0	0	0	0	0	0	0
6	0	0	0	0	0	0	0
7	0	0	0	0	0	0	0
8	0	0	0	0	0	0	0
9	0	0	0	0	0	0	0
10	0	0	0	0	0	0	0
11	0	0	0	0	0	0	0
12	1	1	1	1	1	1	1
13	1	1	1	1	1	1	1
14	1	1	1	1	1	1	1
15	1	1	1	1	1	1	1
16	1	1	1	1	1	1	1
17	1	1	1	1	1	1	1
18	1	1	1	1	1	1	1
19	1	1	1	1	1	1	1
20	1	1	1	1	1	1	1
21	1	1	1	1	1	1	1
22	1	1	1	1	1	1	1
23	1	1	1	1	1	1	1

Fig. 3: Ejemplo del archivo calendar.csv.

Aprovechando que el microcontrolador cuenta con dos núcleos, se utiliza uno para la captura de audio y otro para la grabación en la tarjeta SD. El sistema puede correr con el microcontrolador trabajando a 80 MHz. Disminuir la velocidad a 40 MHz impide al mismo activar el módulo de WiFi y el periférico I2S.

En caso de que sea momento de iniciar una grabación, se puede observar el diagrama de flujo en la Fig. 4:

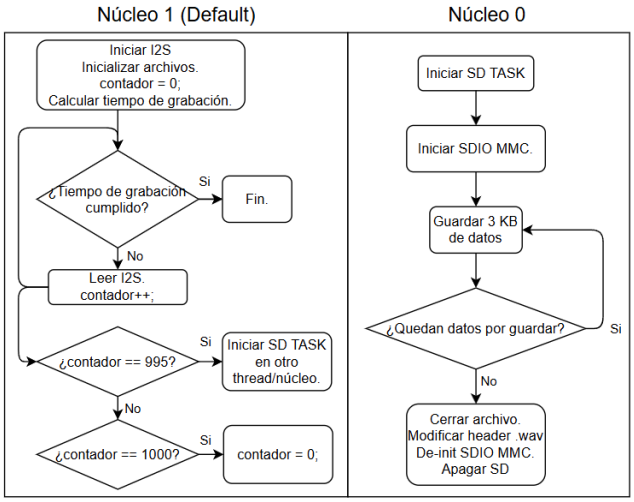


Fig. 4: Diagrama de flujo del almacenamiento de datos.

La tarea que se encarga de leer las muestras de audio se ejecuta en un núcleo, mientras que la tarea encargada de manejar la tarjeta SD en el otro. El programa inicializa el periférico I2S, crea el archivo de audio '.wav', y su header, donde el nombre del archivo es la fecha y hora de inicio de la grabación. Mientras el sistema debe grabar audio, se incrementa un contador que cumple dos tareas. Por un lado controla el inicio de la tarea de grabación de datos en la tarjeta SD (i==995), esto permite que la mayor parte del tiempo (90% apróximadamente, según mediciones realizadas) la tarjeta esté sin actividad. Por otro lado, el contador se utiliza como índice (desde i == 0 hasta i ==

1000) para controlar la grabación de datos desde el DMA I2S a la memoria PSRAM.

La tarea SD TASK está encargada de grabar datos de la PSRAM a la tarjeta SD. Se hicieron pruebas de velocidad de grabación en este modo, guardar datos en bloques de 3 KB generó la mayor velocidad de escritura con el setup utilizado.

Finalmente, se cierra el archivo .wav, se de-inicializa el periférico SDIO, y se apaga la tarjeta. De un total de 90 segundos que dura cada ciclo, solo 8.2 segundos está encendida.

Luego, se verifica nuevamente si el sistema debe continuar grabando audio o no.

IV. RESULTADOS

Antes de realizar pruebas de autonomía, se verificó la calidad de audio utilizando una computadora como fuente de audio, en donde se utilizó además un parlante con entrada auxiliar para escuchar el dato guardado en la PSRAM del microcontrolador. A detallar, la configuración utilizada es la que se detalla en la Fig. 1, la fuente de audio del parlante es DAC, que recibe la información desde el microcontrolador.

Para pruebas preliminares de archivos de larga duración se utilizó música, que permite a los investigadores realizar escuchas por largos períodos de tiempo sin efectos secundarios como cansancio o pérdida de sensibilidad al escuchar tonos puros por horas.

También se hicieron pruebas sobre el reloj interno del dispositivo. Se detectó que es dependiente de la temperatura y que el error medido puede llegar a ser de hasta 4 minutos cada 24 hs.

A pesar de que se realizaron pocas pruebas de autonomía, por su larga duración, se pudieron realizar grabaciones de audio por un total de 54 horas con 2 baterías y el módulo de alimentación utilizado. En estas pruebas el dispositivo no se conectó a ninguna fuente de audio.

Las grabaciones indican una autonomía de 27 horas de grabación por cada batería. Los archivos generados con esta configuración se pueden observar en la Fig. 5:

Nombre	Fecha de modificación	Tipo	Tamaño
20250615 05-01-08.wav	15/6/2025 07:00	WAV	607.501 KB
20250615 08-00-29.wav	15/6/2025 13:00	WAV	1.545.001 KB
20250615 18-00-40.wav	15/6/2025 19:00	WAV	307.501 KB
20250615 20-00-50.wav	16/6/2025 01:00	WAV	1.545.001 KB
20250616 06-01-01.wav	16/6/2025 07:00	WAV	300.001 KB
20250616 08-00-11.wav	16/6/2025 13:00	WAV	1.545.001 KB
20250616 18-00-22.wav	16/6/2025 19:00	WAV	307.501 KB
20250616 20-00-32.wav	17/6/2025 01:00	WAV	1.545.001 KB
20250617 06-00-43.wav	17/6/2025 07:00	WAV	307.501 KB
20250617 08-00-53.wav	17/6/2025 13:00	WAV	1.545.001 KB
20250617 18-01-04.wav	17/6/2025 19:00	WAV	300.001 KB
20250617 20-00-14.wav	18/6/2025 01:00	WAV	1.545.001 KB
20250618 06-00-25.wav	18/6/2025 07:00	WAV	307.501 KB
20250618 08-00-35.wav	18/6/2025 13:00	WAV	1.545.001 KB
20250618 18-00-46.wav	18/6/2025 19:00	WAV	307.501 KB
20250618 20-00-56.wav	19/6/2025 01:00	WAV	1.545.001 KB
20250619 06-01-07.wav	19/6/2025 07:00	WAV	300.001 KB
20250619 08-00-17.wav	19/6/2025 13:00	WAV	1.545.001 KB
20250619 18-00-28.wav	19/6/2025 19:00	WAV	307.501 KB
20250619 20-00-38.wav	19/6/2025 22:17	WAV	705.001 KB
Calendar.csv	15/6/2025 01:12	Archivo CSV	1 KB
config.txt	15/6/2025 01:15	Documento de texto	1 KB

Fig. 5: Archivos generados con la alimentación de 2 baterías NCR18650BD.

Se observa que las grabaciones se inician el día 15/06/2025 a las 5:01 am, y finalizan el día 19 a las 22:17, grabando 12 hs por día.

El último archivo, cuya grabación inicia el 19/06 a las 20:00 hs, se puede apreciar que tiene un tamaño diferente al resto, esto es debido a que en medio de las grabaciones, la protección de las baterías cortó la alimentación.

Se pudo desarrollar un sistema de grabación de audio en calidad CD con archivos .wav, soportado por cualquier reproductor de audio. El nombre de estos archivos es la fecha y hora de inicio de la grabación.

La captura de audio se guarda primero en la memoria PSRAM de la placa, y luego se vuelca sobre la tarjeta SD. Esto permite que cada 90 segundos, la tarjeta esté encendida solo 8,2 segundos, disminuyendo el consumo del sistema. Al encender la tarjeta SD y comenzar a guardar los datos en ella, se puede percibir un ruido en la grabación.

En un análisis espectral, con la entrada de audio conectada a masa, se puede ver en la Fig. 6 como el nivel del piso de ruido aumenta:

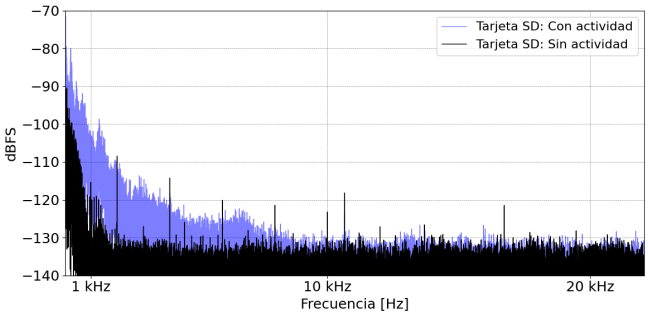


Fig. 6: Espectro de las grabaciones cuando está encendida la tarjeta SD y cuando está apagada, con la entrada a masa.

En color negro y sin transparencia, el audio guardado sin actividad de la tarjeta SD, por lo que se puede asumir es el piso de ruido del sistema, que a partir de los 2 kHz se mantiene en -130 dBFS a excepción de los picos en -120 dBFS que se encuentran cada 1 kHz.

En azul y con transparencia, se grafica el espectro del audio generado cuando la tarjeta SD tiene actividad. Se puede apreciar un aumento en el nivel de ruido por debajo de los 10 kHz. Si bien, este ruido tiene un nivel de -100 dBFS en 1 kHz, es claramente audible cuando el nivel de entrada es cercano a los 100 mV. Queda evaluar si para este nivel de entrada, la relación señal a ruido es suficiente para realizar investigaciones sobre las grabaciones generadas.

En un principio se supuso que este ruido era resultado del uso de protoboards, pero al realizar una placa donde se montaron los módulos utilizados, no hubo cambios, incluso luego de incluir capacitores para desacoplar la alimentación de los tres dispositivos (ADC, ESP32 y tarjeta micro SD).

Debido a que se utilizaron módulos diseñadas por fabricantes que no siguen ningún criterio para minimizar la emisión electromagnética, acoplamiento de masas o ruido en modo común, se puede presumir que el ruido que aparece es generado por los picos de consumo de la tarjeta SD que inducen ruido a la entrada del ADC. Otro factor podría ser que como el ADC utilizado necesita de un Master Clock, cuya frecuencia de trabajo es de ~17 MHz, y la frecuencia de trabajo del periférico SDIO MMC es 40 MHz, se podría estar generando acoplamiento del tipo electromagnético.

Es necesario realizar una placa siguiendo las buenas prácticas de diseño para evaluar si es posible mitigar este efecto[14][15].

V. Conclusiones y desarrollo a futuro

Imprecisiones en el reloj del dispositivo, que depende de la temperatura del sistema, indica que es necesario el uso de un reloj externo con compensación por temperatura, como es el módulo DS1307[16] o DS3231[17]. El desfase del mismo es de unos 4 minutos diarios. Lo que hace que no sea confiable para generar las marcas de tiempo correctamente si se espera que el sistema tenga una autonomía de una semana al colocarse en el mar.

El consumo del sistema se puede disminuir fabricando un circuito impreso que contenga solo lo necesario para funcionar, ya que la placa de desarrollo utilizada tiene leds, UART y transistores. Se espera que el consumo baje de 48 mA a unos 35 a 40 mA, lo que significa un aumento del 20% en la autonomía del sistema.

Una vez obtenidas las grabaciones en el Mar Argentino, se desarrollará una interfaz gráfica que permita al usuario realizar un análisis de todas las grabaciones mediante espectrogramas condensados. Por último, la aplicación de algoritmos de aprendizaje automático, orientados a la clasificación de fuentes de sonido, forman parte de las líneas de investigación actuales [18].

Agradecimientos

Agradecemos a la Universidad Nacional de Tres de Febrero, especialmente a la Secretaría de Investigación y Desarrollo, en virtud de los subsidios otorgados para poder llevar a cabo el proyecto como así también a la empresa BIOTEX S.R.L. por su donación de componentes y a la fundación CETHUS por su apoyo.

Referencias

[1] J. A. Hildebrand, “Anthropogenic and natural sources of ambient noise in the ocean”, Marine Ecology Progress Series, vol. 395, pp. 5-20, Diciembre 2009.

[2] E. K. Jacobson, K. P. B. Merkens, K. A. Forney, y J. Barlow. “Comparison of harbor porpoise (Phocoena phocoena) echolocation clicks recorded simultaneously on two passive acoustic monitoring instruments”. 2017. U.S. Department of Commerce, NOAA Technical Memorandum. DOI: 10.7289/V5/TM-SWFSC-583. [Online]. Disponible: https://repository.library.noaa.gov/view/noaa/15456

[3] T. A. Lamont, et al., “HydroMoth: Testing a prototype low-cost acoustic recorder for aquatic environments”, Remote Sensing in Ecology and Conservation, vol 8 no 3, pp. 362-378, Enero 2022.

[4] J. E. Ruzzante, et al., “Autonomous System for Passive Acoustic Monitoring of Cetaceans”, Journal of Acoustic Emission, vol. 37, pp 38-54, Diciembre 2020.

[5] N. Valese, J. Ruzzante y D. Filipussi, “Diseño y Fabricación de Hidrófono Orientado al Estudio de Cetáceos”, IX Encuentro del Grupo Latino Americano de Emisión Acústica E-GLEA 9, Facultad de Ingeniería UNaM, Agosto 2017.

[6] W.J. Richardson; C.R. Greene; C.I. Malme; D.H. Thomson, “Marine mammals and noise”, Academic Press, 1995.

[7] P. T. Madsen, M. Wahlberg, “Recording and quantification of ultrasonic echolocation clicks from free-ranging toothed whales”, Deep sea research part I: oceanographic research papers, vol. 54 no 8, pp. 1421-1444, Agosto 2007.

[8] Arduino, “Arduino IDE” (Versión 2.3.6) [Software], 2024. [Online]. Disponible: https://www.arduino.cc/en/software

[9] Espressif Systems, “ESP32-S3-DevKitC-1”, 2025. [Online]. Disponible: https://docs.espressif.com/projects/esp-dev-kits/en/latest/esp32s3/esp32-s3-devkitc-1/user_guide_v1.1.html

[10] Digilent, “PMOD I2S2 Manual”, [Online]. Disponible: https://digilent.com/reference/pmod/pmodi2s2/reference-manual

[11] Panasonic, “NCR18650BD Lithium-Ion Battery Cell – Datasheet” (Rev. –, 2020). [Online]. Disponible: https://components101.com/sites/default/files/2020-09/NCR18650BD-Datasheet.pdf

[12] Seegate Corporation, “2S 7.4V BMS Datasheet”, [Online]. Disponible: https://5.imimg.com/data5/ZP/IL/AG/SELLER-752145/7-4v-2s-protection-circuit.pdf

[13] Texas Instruments, "LM2596 Simple Switcher® 3-A Step-Down Voltage Regulator - Datasheet" (Rev. 18), 2023. [Online]. Disponible: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2596.pdf

[14] H. Johnson y M. Graham, “High-speed digital design: A handbook of black magic”. Prentice Hall., 1993.

[15] E. Bogatin, “Bogatin's practical guide to prototype breadboard and PCB design”. Artech House, 2020.

[16] Maxim Integrated, "DS1307 64 x 8 Serial I2C Real-Time Clock" (Rev. 19), 2023. [Online]. Disponible: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ds1307.pdf

[17] Maxim Integrated, "DS3231 Extremely Accurate I2C-Integrated RTC/TCXO/Crystal" (Rev. 19), 2023. [Online]. Disponible: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ds3231.pdf

[18] C. Martinez, V.M. Tortolini, A. Marino, M.V. Reyes Reyes, “Estudio de señales acústicas producidas por cetáceos para la implementación de un detector y clasificador automático”, CAA-AdAA, Poster, Diciembre 2023.

Categoría

Reporte

Inteligencia Artificial

Área Temática

On the Shape of Latent Variables in a Denoising VAE-MoG: A Posterior Sampling-Based Study

Fernanda Zapata Bascuñán
Universidad Nacional de San Martín.
fzapatabascuna@unsam.edu.ar

***Resumen*—In this work, we explore the latent space of a denoising variational autoencoder with a mixture-of-Gaussians prior (VAE-MoG), trained on gravitational wave data from event GW150914. To evaluate how well the model captures the underlying structure, we use Hamiltonian Monte Carlo (HMC) to draw posterior samples conditioned on clean inputs, and compare them to the encoder's outputs from noisy data. Although the model reconstructs signals accurately, statistical comparisons reveal a clear mismatch in the latent space. This shows that strong denoising performance doesn't necessarily mean the latent representations are reliable—highlighting the importance of using posterior-based validation when evaluating generative models.** ***Index Terms*—Denoising variational autoencoder, latent space analysis, Hamiltonian Monte Carlo, distribution fitting, gravitational wave data.**

I. Introduction

The detection and analysis of gravitational waves have significantly advanced in recent years, prompting the development of robust signal processing techniques to enhance event identification and data quality. A major challenge in this domain is the presence of noise from diverse sources, including seismic activity, magnetic field variations, acoustic interference, and electromagnetic disturbances caused by atmospheric or solar events [1], [2]. These noise sources can mask weak astrophysical signals, making effective denoising a critical task.

Autoencoders have proven effective for noise reduction in signal processing applications [3]. Denoising autoencoders (DAEs), in particular, not only improve signal quality but also learn compact and meaningful representations. Variational autoencoders (VAEs) extend this framework by introducing a probabilistic latent space, enabling generative capabilities and uncertainty estimation.

In this work, we implement a denoising variational autoencoder with a mixture-of-Gaussians prior (VAE-MoG), trained on a dataset derived from the GW150914 gravitational wave event. The model uses convolutional layers for feature extraction and incorporates a training objective that combines reconstruction loss with a Kullback-Leibler (KL) divergence term to regularize the latent space.

Beyond denoising performance, our focus is on characterizing the structure of the learned latent representations. To this end, we employ Hamiltonian Monte Carlo (HMC), a gradient-based sampling method from the Markov Chain Monte Carlo (MCMC) family [4]. Unlike standard sampling techniques, HMC efficiently explores complex posterior distributions in high-dimensional spaces by leveraging gradient information to propose informed transitions.

Using HMC, we generate posterior samples over the latent variables and analyze their statistical properties. This empirical approach allows us to investigate the geometry of the latent space without relying on prior assumptions about its distribution, offering insights into the internal consistency and generative behavior of the learned model.

The remainder of this paper is organized as follows: Section II describes the dataset, model architecture, and sampling strategy. Section III outlines the experimental procedure, the underlying hypotheses, and the implementation of the Hamiltonian algorithm. Finally, Section IV concludes the paper and discusses directions for future research.

II. Previous Work

An autoencoder consists of two components: an encoder that maps input data to a lower-dimensional latent space, and a decoder that reconstructs the original data from this representation. The model is trained to minimize a reconstruction loss, encouraging the latent space to retain essential information from the input.

There are various implementation methods and internal architectures for autoencoders, such as *Dense Neural Networks (DNNs)*, *Recurrent Neural Networks (RNNs)*, LSTMs, GRUs, Convolutional Layers, and *Spiking Neural Networks (SNNs)*. The decision was made to work with the first architecture, *CNNs*, as the data often does not exhibit explicit temporal dependencies, nor is there a sequential structure observed in the underlying patterns. Therefore, for autoencoders, as in this approach, *CNNs* prove to be a suitable and advantageous choice [5].

III. Methods

Under the assumption of stationary, Gaussian noise uncorrelated [6], [7] in each detector as treated in present references of LIGO, we proceeded to create a bank of templates using phenomenological models of gravitational waves through the *PyCBC* [8] and *LALsuite* libraries. The models used are crucial in describing the signals emitted by astrophysical systems, specifically binary black holes (BBH) [10], in collision and merger processes. Among the models used in the *dataset* are *IMRPhenom* [11], *SEOBNRv4*, and *Taylorv4* [6,7], which offer theoretical representations of the waveforms that emerge from such astrophysical events and, unlike others, consider

features similar to GW150914, such as the angular momentum of black holes. The dataset was generated by varying only the black hole masses, while keeping other parameters (e.g., angular momentum, inclination, minimum frequency) fixed. This allowed for the creation of templates that capture the full deformation profile of the event. For this, we chose a maximum spin value for each black hole, 0.7 and 0.9 respectively, the appearance on the sky according to [1] [6], and the mass variation of the black holes with a 0.5 solar masses step between the previously described minima and maxima. Fig. 5 shows a table representing the signals obtained for the set of templates.

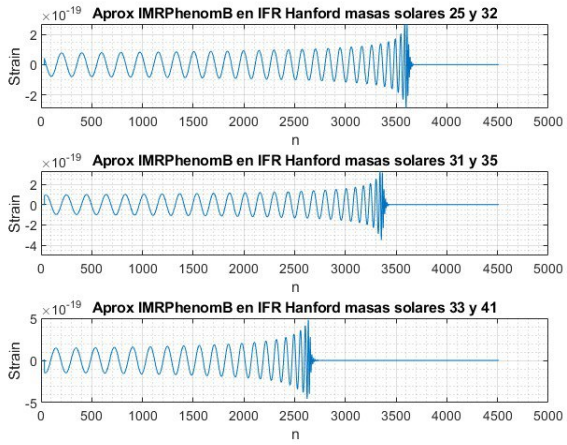


Figura 1: Template bank

After generating the synthetic signal set, the responses of three gravitational wave detectors—Hanford (H1), Livingston (L1), and Virgo (V1)—were simulated. Due to differences in their geographic locations and instrumental characteristics, each detector records a slightly different deformation for the same astrophysical event. Our dataset reflects this variability by simulating the response of each analytical signal across all three detectors.

This process resulted in a dataset of 8784 signals, each with a length of 4392 samples. To ensure consistent input size for the model, all signals were normalized by zero-padding shorter signals to match the length of the longest one. This padding preserves the initial timing of each signal and is known to be effective for convolutional neural network architectures [13]. Notably, architectures that depend heavily on temporal sequence modeling can suffer from degraded training when signals have inconsistent lengths, further justifying this approach. The inclusion of simulated signals from Hanford, Livingston, and Virgo—despite Virgo not being involved in the original GW150914 event—introduces variability essential for robust training [8]. Figure 1 illustrates a sample of the dataset, including signals from one of the three detectors and variations in black hole masses generated through an analytical method.

For the noise component, real data from the GW150914 event were obtained from the LIGO archives [6], [10]. Using the *PyCBC* library, we computed the power spectral density (PSD) around the event, applying an appropriate cutoff frequency. The final dataset contains noise from both the Hanford (H1) and Livingston (L1) detectors.

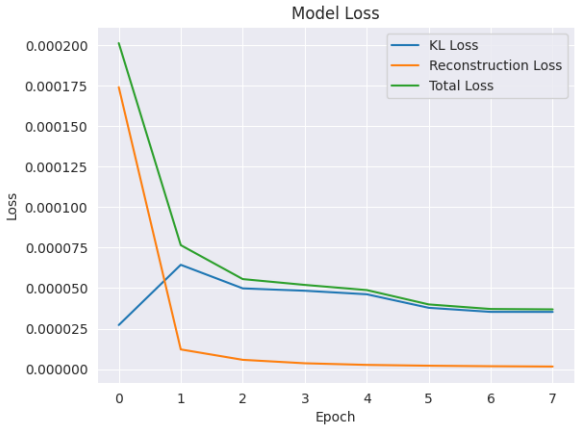


Figura 2: Loss function, KL loss and total training loss of the denoising Convolutional VAE training.

III-A. Procedure

The Variational Autoencoder (VAE) consists of an encoder and a decoder built with deep neural networks, incorporating a sampling layer that generates latent variables from a parameterized distribution. Our implementation extends the classical VAE architecture by adopting a Mixture of Gaussians (MoG) as the prior distribution over the latent space. This allows the model to capture more flexible and multimodal latent distributions, overcoming limitations of the standard isotropic Gaussian prior $\mathcal{N}(0, I)$.

The encoder includes several layers: a 1D convolutional layer for feature extraction, followed by max-pooling, dropout, and fully connected (dense) layers that reduce the representation to a latent space of dimension 256. It outputs two vectors, the mean ($\mathbf{z}_{\text{mean}}$) and the log-variance ($\mathbf{z}_{\text{log_var}}$), from which the latent variable $\mathbf{z}$ is sampled via the reparameterization trick. The decoder reconstructs the original input from $\mathbf{z}$, first mapping the latent vector to a higher-dimensional tensor using dense and reshape layers, then applying a sequence of transposed convolutional layers to generate the denoised output signal. Training is performed using a custom loss function combining mean squared error reconstruction loss and a Kullback-Leibler (KL) divergence term. An adaptive beta schedule gradually increases the weight of the KL divergence during training, encouraging the model to progressively enforce latent space regularization. It was implemented in order to mitigate KL vanishing [14]. The model was trained for 64 epochs with a batch size of 32 using the SGD optimizer with a learning rate of 0.001 and gradient clipping set to 1.0.

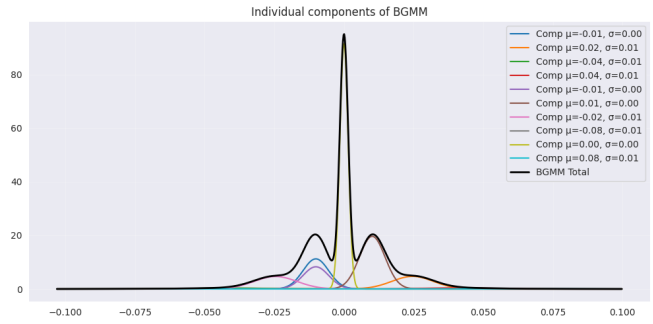


Figura 3: Bayesian Gaussian Mixture Model fitted to y_{train}. The individual Gaussian components are shown, along with the overall estimated density in orange.

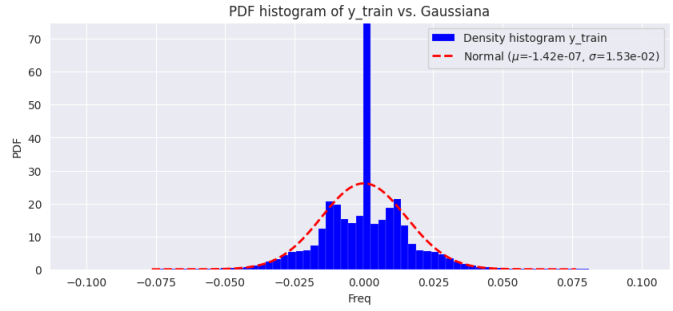


Figura 4: Histogram-based probability density function of the clean training targets y_{train}, serving as a visual reference of the empirical distribution.

IV. Posterior Sampling and Evaluation Framework

Hamiltonian Monte Carlo Sampling of the Latent Distribution

To approximate the expected data distribution in the latent space, we fitted a parametric Bayesian Gaussian Mixture Model (BGMM) using kernel density estimation (KDE) to the target y_{train} [15].The fitted ESBD model of the data is shown in Figure 3, while for visual comparison, the histogram-based probability density function (PDF) of the expected data is presented in Figure 4. The BGMM was limited to a maximum of 10 components to ensure an accurate fit.

To perform efficient sampling from the complex posterior distribution induced by this BGMM prior, we implemented a Hamiltonian Monte Carlo (HMC) sampler, following the methodology outlined in [16] [17]. The initial points were obtained from the latent space samples z_{encoder}. The HMC sampler employs a leapfrog integrator to propose new states (q, p) by simulating Hamiltonian dynamics defined by the target distribution's log-density and its gradient.

Given the target log-density function and its numerical gradient (estimated via finite differences from the BGMM log-probabilities), the sampler performs:

- Initialization of position and momentum variables.
- Leapfrog integration steps to propose new samples.
- Metropolis acceptance criterion based on Hamiltonian energy.

IV-A. Evaluation Hypothesis

To evaluate the encoder's denoising capability in latent space, we formulated the following hypothesis: latent codes obtained from noisy inputs (z_{noisy}) should approximate the distribution of those derived from clean data (z_{clean}). To test this, we:

- Fitted a BGMM to z_{clean}, representing the reference posterior.
- Sampled from the BGMM via HMC to obtain high-quality z_{clean} samples.
- Compared each latent dimension $d \in \{1, ..., D\}$ using two-sample Kolmogorov–Smirnov (KS) tests.
- We assumes weak inter-dimensional dependencies, allowing marginal comparisons as a proxy for joint alignment.

Since marginal KS tests assume weak dependence between dimensions, we assessed pairwise correlations to verify this condition. As shown in Figure 5, the correlations are low, supporting the reliability of the marginal testing strategy.

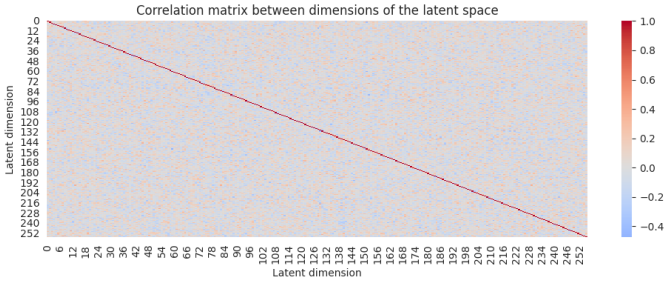


Figura 5: Pearson correlation matrix between latent dimensions z extracted by the encoder. Most correlations are close to zero, suggesting relative independence between dimensions.

V. Results

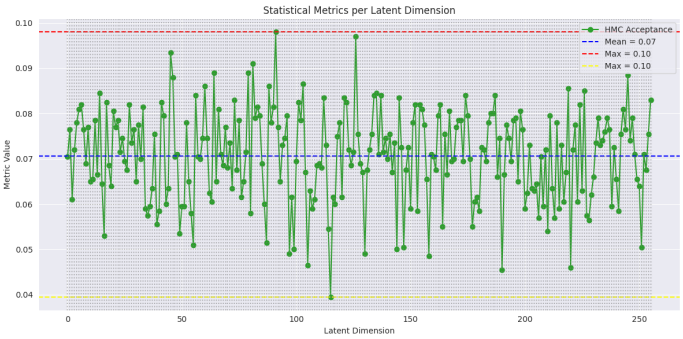


Figura 6: Acceptance rates per latent dimension during HMC sampling, reflecting the proportion of Hamiltonian proposals accepted under the Metropolis criterion.

V-A. *Hamiltonian Montecarlo acceptance rate*

The acceptance rate of the HMC sampler varied across latent dimensions, as illustrated in Figure 6. While relatively low, these rates are expected given the complexity of the posterior landscape modeled by the BGMM. Importantly, they remain substantially higher than those observed with alternative target distributions such as univariate Gaussian, Laplace, and spike-and-slab.

V-B. *Kolmogorov-Smirnov Test on Latent Distributions*

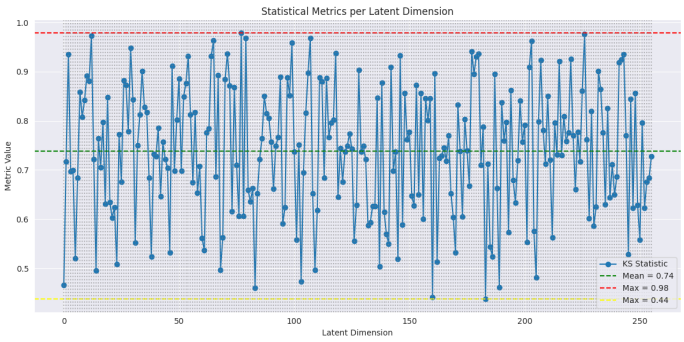


Figura 7: Kolmogorov–Smirnov (KS) statistics across all 256 latent dimensions, shown a significant mismatch between the encoder's latent representations and posterior samples obtained via HMC.

To evaluate the similarity between latent representations obtained from noisy inputs and those sampled from the BGMM posterior via Hamiltonian Monte Carlo (HMC), we performed two-sample Kolmogorov–Smirnov (KS) tests across all 256 latent dimensions. The consistently high KS statistics indicate significant differences between the two distributions, as illustrated in Figure 7. These findings reveal a systematic discrepancy between the encoder's outputs and the true posterior, suggesting that despite visually accurate reconstructions, the latent space structure is not preserved in the presence of noise.

VI. Conclusions

This work investigates the latent space geometry of a denoising variational autoencoder (DVAE) with a mixture-of-Gaussians prior, trained on noisy gravitational wave signals. By leveraging Hamiltonian Monte Carlo (HMC) sampling from the posterior conditioned on clean data, we establish a principled method to probe the structure and fidelity of the learned latent distribution.

Through HMC, we obtain high-quality samples that reflect the underlying generative geometry, enabling a detailed comparison with the encoder outputs from corrupted inputs. This comparison, assessed statistically across latent dimensions, reveals a persistent mismatch—suggesting that the encoder does not recover the full posterior structure, even when reconstructions appear accurate.

These results emphasize the utility of posterior sampling as a diagnostic tool for latent consistency. Rather than relying solely on reconstruction loss, our approach offers a deeper lens into how well the inference mechanism aligns with the generative process—an essential consideration for models applied to scientific domains where interpretability and structure matter.

VI-A. *Future Work*

Future work should improve latent space modeling and encoder robustness, as the KS test reveals the encoder's difficulty recovering correct latent distributions under noise. The current BGMM prior also fails to capture key structural features, affecting posterior accuracy. To address this, we propose exploring flexible priors (e.g., normalizing flows), applying latent regularization techniques like MMD or adversarial penalties, pruning unstable dimensions, and refining the decoder architecture. These steps aim to enhance latent fidelity and downstream task performance in noisy data.

Referencias

[1] B. P. Abbott et al. "Observation of Gravitational Waves from a Binary Black Hole Merger" LIGO Scientific Collaboration and Virgo Collaboration, (2016)

[2] B P Abbott, et al. ,"Characterization of transient noise in Advanced LIGO relevant to gravitational wave signal GW150914" (2016)

[3] C. Gheller, F. Vazza, "Convolutional Deep Denoising Autoencoders for Radio Astronomical Images", arXiv:2110.08618,(2021)

[4] Betancourt, M. (2017). A conceptual introduction to Hamiltonian Monte Carlo. En arXiv [stat.ME]. http://arxiv.org/abs/1701.02434

[5] Goodfellow, I., Bengio, Y., and Courville, A. (2016). Deep Learning. Deeplearningbook.org; MIT Press. https://www.deeplearningbook.org/9

[6] Abbott, B. P., Abbott, R., Abbott, T. D., Abernathy, M. R., Acernese, F., Ackley, K., Adamo, M., Adams, C., Adams, T., Addesso, P., Adhikari, R. X., Adya, V. B., Affeldt, C., Agathos, M., Agatsuma, K., Aggarwal, N., Aguiar, O. D., Aiello, L., Ain, A., and Ajith, P. (2016). Characterization of transient noise in Advanced LIGO relevant to gravitational wave signal GW150914. Classical and Quantum Gravity, 33(13), 134001. https://doi.org/10.1088/0264-9381/33/13/134001

[7] Nielsen, A. B., Nitz, A. H., Capano, C. D., and Brown, D. A. (2018). Investigating the noise residuals around the gravitational wave event GW150914. En arXiv [astro-ph.HE]. http://arxiv.org/abs/1811.04071

[8] . H. Nitz, I. W. Harry, J. L. Willis, C. M. Biwer, D. A. Brown, L. P. Pekowsky, T. Dal Canton, A. R. Williamson, T. Dent, C. D. Capano, T. T. Massinger, A. K. Lenon, A. Nielsen, and M. Cabero, "PyCBC Software," https://github.com/ ligo-cbc/pycbc (2016).

[9] GW150914 Tutorial. (n.d.). GW Open Science Center. Disponible en: https://gwosc.org/s/events/GW150914/GW150914-tutorial.html

[10] D. A. Brown, K. Kumar, and A. H. Nitz. "Template banks to search for low-mass binary black holes in advanced gravitational-wave detectors."Syracuse NY (2013) arXiv:1211.6184v2

[11] García-Quirós, C., Colleoni, M., Husa, S., Estellés, H., Pratten, G., Ramos-Buades, A., Mateu-Lucena, M., and Jaume, R. (2020). IMRPhenomXHM: A multi-mode frequency-domain model for the gravitational wave signal from non-precessing black-hole binaries. En arXiv [gr-qc]. http://arxiv.org/abs/2001.10914

[12] Kingma, D. P., and Welling, M. (2019). An Introduction to Variational Autoencoders. Foundations and Trends® in Machine Learning, 12(4), 307–392. https://doi.org/10.1561/2200000056.

[13] Dwarampudi, M., and Reddy, N. V. S. (2019). Effects of padding on LSTMs and CNNs. En arXiv [cs.LG]. http://arxiv.org/abs/1903.07288

[14] Fu, H., Li, C., Liu, X., Gao, J., Celikyilmaz, A., and Carin, L. (2019). Cyclical annealing schedule: A simple approach to mitigating KL vanishing. En arXiv [cs.LG]. http://arxiv.org/abs/1903.10145

[15] Scott, D. W. (2015). Multivariate density estimation: Theory, practice, and visualization (2a ed.). John Wiley and Sons.

[16] Robert, C. P., and Casella, G. (2010). Monte Carlo statistical methods. Springer.

[17] Implementing MCMC - Hamiltonian Monte Carlo. (s/f). Tcbegley.com. Retrieved 23 June 2025, de https://www.tcbegley.com/blog/posts/mcmc-part-2

Sistema automático de consultas mediante IA implementado en un servidor de pequeño porte

Raúl Lisandro Martín
Laboratorio de Microelectrónica
Universidad Nacional de Rosario
Rosario, Argentina
rlmartin@fceia.unr.edu.ar

Daniel Alberto Crepaldo
Laboratorio de Microelectrónica
Universidad Nacional de Rosario
Rosario, Argentina
crepaldo@fceia.unr.edu.ar

Federico Pacher
Laboratorio de Microelectrónica
Universidad Nacional de Rosario
Rosario, Argentina
fpacher@fceia.unr.edu.ar

Carlos Varela
Laboratorio de Microelectrónica
Universidad Nacional de Rosario
Rosario, Argentina
charlyv@fceia.unr.edu.ar

Javier Ghorghor
Laboratorio de Microelectrónica
Universidad Nacional de Rosario
Rosario, Argentina
javghor@fceia.unr.edu.ar

Eduardo Bailón
Laboratorio de Microelectrónica
Universidad Nacional de Rosario
Rosario, Argentina
ebailon@fceia.unr.edu.ar

***Abstract*— Se presenta el desarrollo y la implementación de un sistema basado en inteligencia artificial dedicado a responder consultas teóricas de los alumnos de una asignatura, restringiéndose a la bibliografía indicada de la misma. El envío de las consultas y la recepción de las respuestas se realizan mediante correo electrónico y la implementación del sistema resulta accesible ya que no requiere de servidores de gran porte.**

Keywords*— *Inteligencia Artificial. Educación. Consultas. Accesible.

I. Introducción

Durante la última pandemia se puso en evidencia la importancia de las herramientas virtuales para llevar la enseñanza a lugares que en esa situación eran inaccesibles. Estas herramientas pueden también ser útiles en el contexto presente permitiendo a los estudiantes disponer de múltiples opciones a la hora de comunicarse con los docentes, obtener información, realizar consultas, etc.

En este marco, surgió la inquietud de explorar cómo las nuevas tecnologías de procesamiento de lenguaje natural, específicamente los modelos de lenguaje de gran escala (LLMs [1]), podrían integrarse a contextos educativos reales con recursos limitados. La propuesta se centró en resolver una necesidad concreta: permitir que los estudiantes puedan realizar consultas académicas específicas, basadas exclusivamente en la bibliografía oficial, sin depender de horarios preestablecidos ni de la disponibilidad del cuerpo docente. A su vez, se buscó intencionalmente evitar el uso de servicios en la nube o hardware especializado, lo que permitiría a instituciones educativas con presupuestos acotados implementar soluciones de IA funcionales y accesibles.

Con el objetivo de explorar las potencialidades de la inteligencia artificial en el contexto mencionado, se desarrolló el presente trabajo, el cual consiste en un sistema de respuesta automática basado en técnicas de generación aumentada por recuperación (RAG [2][3][4], por sus siglas en inglés). Este enfoque combina mecanismos de recuperación de información con modelos generativos de lenguaje, permitiendo generar respuestas coherentes y fundamentadas a partir de documentos relevantes previamente almacenados. En este caso particular, el sistema ofrece respuestas a consultas teóricas apoyándose exclusivamente en la bibliografía correspondiente a la asignatura. Estas respuestas se encuentran permanentemente disponibles y accesibles de forma remota mediante herramientas de uso cotidiano, tales como el correo electrónico o aplicaciones de mensajería instantánea.

Mediante este sistema los estudiantes pueden resolver las consultas de forma sencilla y casi inmediata sin necesidad de esperar un horario de consulta o clase, o encontrar la respuesta a interrogantes puntuales que a juicio del alumno no justifican lo que implica una consulta presencial (transporte a la facultad) o virtual (establecimiento de una videollamada en horarios prefijados).

Además, la idea es lograr estas prestaciones utilizando como servidor un equipo de cómputo de uso general y accesible económicamente, lo que llamamos un servidor de pequeño porte.

En particular, esta experiencia fue diseñada para ejecutarse en una PC de escritorio sin GPU dedicada, con un procesador domestico accesible. Estas características reflejan un entorno deliberadamente limitado en términos de recursos computacionales. A su vez, se decidió no utilizar ningún API de servicios en la nube (como OpenAI, Google Cloud u otros) para el acceso a modelos LLM, con el objetivo de evitar los costos económicos que esto implicaría y garantizar así una solución completamente autónoma y gratuita para su implementación y mantenimiento.

Si bien existen herramientas ampliamente conocidas y poderosas como ChatGPT o NotebookLM, estas no resultan del todo adecuadas para el escenario planteado en este trabajo. Por un lado, requieren conectividad permanente no solo para comunicarse, sino también para procesar las consultas en servidores remotos, lo que implica el uso de servicios en la nube que suelen ser pagos y externos. Por otro lado, aunque NotebookLM permite restringir las respuestas a documentos provistos por el usuario, no ofrece control total sobre la lógica de procesamiento, y sigue siendo una herramienta dependiente de una plataforma cerrada.

En cambio, el sistema desarrollado aquí realiza todo el procesamiento de lenguaje de forma local, utilizando un LLM ejecutado en una computadora doméstica. Si bien requiere conexión a Internet para recibir y enviar consultas vía correo electrónico, no depende de servicios externos para responderlas, garantizando así un control completo sobre el modelo, los datos, la privacidad y los costos. Esta arquitectura lo convierte en una solución autónoma, replicable y especialmente útil en entornos educativos con restricciones presupuestarias.

El elemento fundamental del sistema es un modelo de lenguaje de gran escala (Large Language Model o LLM). De los muchos disponibles, elegimos el modelo Mistral 7B provisto por la empresa Mistral AI ya que debido a sus características aparecía como el más apropiado para el uso previsto.

Su elección se fundamentó en una combinación de criterios técnicos, operativos y de licencia que lo convierten en una alternativa adecuada para el desarrollo de un sistema RAG (Retrieval-Augmented Generation) de uso local.

En primer lugar, la apertura de su licencia (Apache 2.0) [5] permite su utilización, modificación y distribución sin restricciones comerciales, lo cual es especialmente valioso en contextos educativos, de investigación o de desarrollo independiente. Este aspecto garantiza sostenibilidad y flexibilidad para la evolución del sistema sin incurrir en costos adicionales ni restricciones legales.

En segundo lugar, la eficiencia computacional del modelo fue un factor determinante. Mistral 7B ha sido optimizado para ofrecer un alto rendimiento con una carga relativamente baja de recursos, lo cual permite su ejecución en equipos personales con capacidades moderadas. Este criterio fue esencial para cumplir con el objetivo de desarrollar un sistema accesible, que no dependa de infraestructura en la nube ni de servicios de terceros, favoreciendo así la privacidad de los datos y el control total sobre el entorno de ejecución.

Además, la posibilidad de ejecutar el modelo de forma local se concretó mediante el uso de la herramienta Ollama**,** que proporciona una interfaz amigable y optimizada para correr modelos de lenguaje en dispositivos personales. Esta herramienta fue valorada por su simplicidad de instalación, compatibilidad multiplataforma y bajo requerimiento técnico para su configuración.

El sistema fue diseñado para admitir dos formas de interacción diferenciadas. Por un lado, se implementó una API [6] que permite realizar consultas a través de una interfaz programable, pensada como backend para una eventual aplicación web o móvil. En este modo, se requiere que los usuarios se registren para poder acceder a las funcionalidades. Por otro lado, se contempló un segundo modo de operación más simple y accesible, actualmente en uso, que permite realizar consultas directamente por correo electrónico. En este caso, no se requiere autenticación ni registro previo, pero se exige que el correo contenga en el asunto un código especial que identifica la consulta como válida. Este código es previamente informado a los estudiantes, y permite filtrar los mensajes legítimos del resto del tráfico de la casilla, evitando respuestas a correos no deseados.

En la figura 1 se representa un diagrama en bloques del sistema, los cuales se describen a continuación. La conexión con el exterior tanto para recibir las consultas como para enviar las respuestas mediante correo electrónico se encuentra en la interface API.

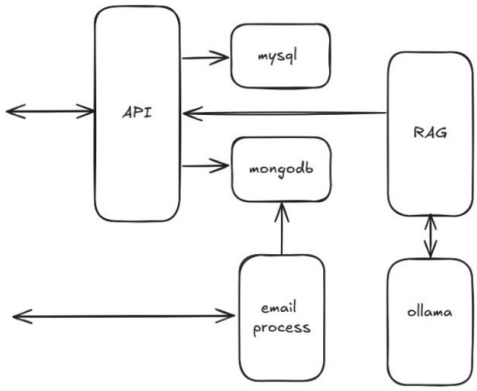


Fig. 1. Diagrama en bloques del sistema

API (Application Programming Interface): Este bloque permite que diferentes servicios se comuniquen entre sí. El sistema constara de una API el cual tendrá 5 endpoints:

- Estado de servicio: este endpoint solo sirve para informar que el servicio está activo.
- Registro de usuario: permitirá que un usuario nuevo se registre para el uso de la aplicación.
- Login de usuario: permitirá que un usuario previamente registrado pueda interactuar con el sistema de consultas RAG.
- Creación de prompt: permitirá que un usuario con la sesión previamente iniciada pueda crear una pregunta para que el sistema RAG responda.
- Recepción de respuesta: una vez que el sistema RAG de una respuesta esta será reflejada en el endpoint correspondiente.

MySQL (Base de datos relacional): el sistema almacenará en una base de datos relacional a cada usuario registrado permitiendo que dicho usuario una vez ingresado al sistema pueda realizar una consulta.

MongoDB (Base de datos no relacional): Las consultas y sus respectivas respuestas se almacenan en una base de datos no relacional (MongoDB), diseñada para actuar como un repositorio estructurado de mensajes. Cada entrada incluye metadatos relevantes, como la fecha y hora de creación, lo cual permite organizar las preguntas de forma cronológica. Esta estructura facilita un tratamiento similar al de una cola de mensajes tipo FIFO (*First In, First Out*), asegurando un registro eficiente y ordenado de las interacciones. Además, este diseño promueve la independencia entre los distintos componentes del sistema, ya que desacopla el almacenamiento de las consultas de su procesamiento.

RAG*:* El sistema RAG opera como un consumidor de esta base de datos, realizando consultas periódicas a un endpoint específico de la API para recuperar exclusivamente aquellas preguntas que aún no han sido respondidas. A partir de los registros almacenados, RAG procesa las preguntas siguiendo el criterio cronológico provisto por la base de datos, priorizando aquellas ingresadas con mayor antigüedad. De esta manera, se garantiza un flujo de atención coherente y eficiente, respetando el orden de llegada de las consultas.

Ollama server: este servicio será utilizado para poner en en funcionamiento el sistema de LLM el cual es consultado por el servicio RAG.

Email Process: Este bloque es el encargado de recibir y filtrar los correos que llegan al servidor de correo por asunto, y almacenarlos en la base de datos MongoDB para que el sistema RAG pueda tomar y procesar la pregunta.

II. Desarrollo

El software se desarrolló en lenguaje Python utilizando la plataforma online Github para alojar el código y facilitar el acceso y modificación del mismo por parte de los integrantes del equipo de trabajo [7]. La API se construyó utilizando el framework FastAPI y el conjunto de herramientas Swagger para visualización, debugging y testeo.

Para esta experiencia inicial se utilizaron como fuente de conocimiento dos apuntes de la asignatura, en formato PDF, con aproximadamente 25 páginas cada uno. Estos documentos incluyen los contenidos teóricos fundamentales del curso y fueron procesados localmente para su incorporación al sistema. Para facilitar su utilización por parte del LLM, los textos fueron segmentados en fragmentos (chunks [8]) de tamaño definido, conservando solapamientos (overlap) entre fragmentos para preservar el contexto semántico. Este procesamiento se llevó a cabo utilizando técnicas de *embeddings* y almacenamiento vectorial (*Vector Store*) local, lo cual permite que el modelo busque y recupere información relevante con base exclusivamente en el material autorizado de la asignatura.

Todo el conjunto se instaló en una PC de escritorio con las siguientes características:

- Procesador Intel I3 3a generación (Intel(R) Core(TM) i3-4170 CPU @ 3.70GHz).
- Disco rígido de estado sólido (SSD) de 400 Gb de capacidad.
- Memoria RAM DDR3 de 16 Gb.
- Sistema operativo Linux distribución Ubuntu 24.04.2 LTS.

Una vez instalado el sistema en la PC fue sometido a una batería de pruebas para verificar su funcionamiento y efectuar las correcciones del código necesarias. Esas pruebas fueron:

- Pruebas de registro de usuarios las cuales se verán reflejadas en la base de datos MySQL.
- Pruebas de la API para verificar el correcto intercambio de información con el exterior.
- Pruebas de implementación que consisten en la realización de preguntas al sistema para ver cómo se almacenan en la base de datos no relacional y como éstas son recuperadas por el sistema RAG para responder las mismas.
- Pruebas del sistema RAG, que consisten en la configuración de: cantidad de tokens de entrada y salida, embeddings, tipo de almacenamiento que utilizan los LLMs (Vector Store), chunks y tokens overlap.

Obtenidos los resultados satisfactorios en estas pruebas pasamos al segundo nivel de testeo que corresponde a la validación y verificación de las respuestas. Se analizaron las respuestas ofrecidas por el sistema a las preguntas realizadas contrastándolas con la bibliografía de la asignatura a la que recurre el modelo utilizado para generar las respuestas de forma tal de verificar si las mismas son satisfactorias, para lo que hubo que definir una serie de parámetros tales como pertinencia, claridad, precisión, lenguaje, etc. que debían satisfacerse para considerar válida la respuesta.

III. Resultados

El sistema se encuentra funcionando en forma permanente desde su implementación, con documentación de una materia de tercer año de la carrera de Ingeniería Electrónica, siendo sometido a consultas periódicamente. En la figura 2 puede verse el formato de respuesta elegido, el cual es incorporado automáticamente al correo de salida que contiene la respuesta generada por el sistema.

Las respuestas del sistema resultan en su gran mayoría satisfactorias, si bien en algunos casos aparecen algunos inconvenientes con el lenguaje, como reemplazar la palabra “juntura” por “junción”.

Durante la ejecución del sistema RAG con el modelo Mistral 7B a través de Ollama en entorno local, se observaron tiempos de procesamiento promedio cercanos a los 40 minutos por respuesta**.** Para comprender esta duración, se analizaron las métricas de performance asociadas al procesamiento de tokens en la etapa de generación de texto.

El modelo se configura con una longitud de contexto de hasta 6000 tokens, de los cuales 5000 se destinan al documento recuperado (contexto) **y** el resto a la generación de respuesta. La velocidad de procesamiento observada depende directamente de las capacidades del hardware local utilizado (CPU) y del backend empleado por Ollama (normalmente llama.cpp u otro motor optimizado).

En una computadora personal de gama media sin GPU dedicada (o con una GPU modesta), Mistral 7B procesa aproximadamente entre 10 y 25 tokens por segundo en generación. Esto implica que para una respuesta de 1000 tokens**,** el tiempo de generación puede oscilar entre 40 y 100 segundos, dependiendo de las condiciones de carga del sistema. Sin embargo, el tiempo total de respuesta (40 minutos) incluye otras etapas del sistema RAG:

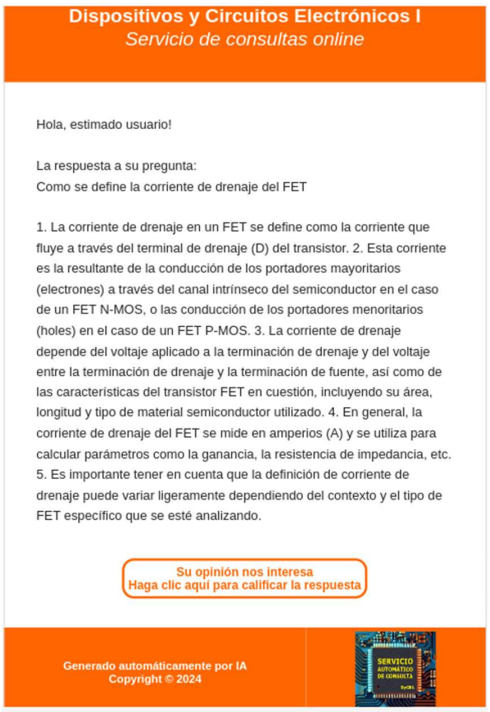


Fig. 2. Ejemplo de un correo de respuesta

- Recuperación de documentos (embedding y búsqueda vectorial).
- Formateo del prompt con los resultados recuperados.
- Consulta al modelo local a través de Ollama.
- Escritura de la respuesta en la base de datos.

Se están realizando mejoras en cuanto a la recuperación de documentos, modificación de cantidad de tokens (de recuperación, de generación y overlap), y se ha llegado a reducir el tiempo de respuesta a la mitad.

IV. . CONCLUSIONES

Se desarrolló un sistema que puede dar a los alumnos un soporte académico 24/7 e independiente de los horarios de consulta de la asignatura, descomprimiendo la carga horaria tanto del docente como del estudiante, que tiene la posibilidad de efectuar consultas de manera asincrónica, automática, específica y accesible desde su celular, sin necesidad de un hardware o software especializado. Este sistema está implementado en una PC de bajos requerimientos lo que permite su utilización sin efectuar grandes inversiones, por ejemplo en instituciones educativas públicas.

V. REFERENCIAS

[1] Qué son los modelos de lenguaje de gran tamaño; https://aws.amazon.com/es/what-is/large-language-model/
[2] What is retrieval-augmented generation; https://research.ibm.com/blog/retrieval-augmented-generation-RAG
[3] Langchain, “Q & A with RAG” https://python.langchain.com/v0.1/docs/use_cases/question_answering/.
[4] Building a Retrieval-Augmented Generation (RAG) System for Academic Papers; https://cse.aua.am/files/2024/05/Building-a-Retrieval-Augmented-Generation-RAG-System-for-Academic-Papers.pdf
[5] https://www.apache.org/licenses/LICENSE-2.0
[6] Que es una API; https://aws.amazon.com/es/what-is/api/
[7] Repositorio de codigo abierto; https://github.com/fedepacher/rag
[8] Pratik Bhavsar, “Mastering RAG: Advanced Chunking Techniques for LLM Applications”, Galileo Labs; Https://www.galileo.ai/blog/mastering-rag-advanced-chunking-techniques-for-llm-applications

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo se generó a partir de la propuesta “Aplicación de un modelo de lenguaje (LLM) a un uso educativo implementado en servidores de pequeño porte", la cual fue presentada en 2024 a la convocatoria XperienciaUNR de la Universidad Nacional de Rosario. Esta propuesta fue seleccionada por lo que la UNR brindó soporte y subvencionó la totalidad de su desarrollo

Categoría

Reporte

Internet de las Cosas

Área Temática

ISBN 978-631-90145-3-2 - Congreso Argentino de Sistemas Embebidos CASE 2025 - 31 de julio al 1 de agosto

Sistema de control de bombas centrífugas mediante PLC con monitoreo en la nube

Horacio Bressan
Instituto de Industria
Universidad Nacional de General Sarmiento
Los Polvorines, Argentina
hbressan@icontrol.com.ar

Juan Agotegaray
Instituto de Industria
Universidad Nacional de General Sarmiento
Los Polvorines, Argentina
jagotega@campus.ungs.edu.ar

***Abstract*— Este reporte presenta el inicio del desarrollo de un sistema automatizado y de rápida implementación para el monitoreo y mantenimiento preventivo de bombas centrífugas, utilizando un autómata programable con conexión a la nube. Las bombas centrífugas son ampliamente utilizadas en los sectores industriales, agrícolas y de servicios, y su correcto funcionamiento es esencial para garantizar la continuidad operativa. A través de un sistema de control local y supervisión remota, se busca optimizar la gestión del mantenimiento, reducir fallos inesperados y prolongar la vida útil de los equipos. El proyecto combina principios de automatización industrial con conectividad hacia plataformas en la nube mediante ESP8266, facilitando la recolección y análisis de datos para la toma de decisiones técnicas.**

Keywords—bombas centrifugas, autómata programable, supervisión, ESP8266, control, mantenimiento

I. INTRODUCCIÓN

El mantenimiento adecuado de sistemas de bombeo es fundamental para garantizar la continuidad operativa de procesos industriales, agrícolas y de infraestructura urbana. Las bombas centrífugas son ampliamente utilizadas en estos sectores [1], y su correcto funcionamiento es crucial para evitar pérdidas económicas o paradas no planificadas. Sin embargo, en muchas instalaciones de pequeña y mediana escala, los sistemas de monitoreo y control disponibles suelen ser costosos, complejos de implementar o poco flexibles [2].

En este contexto, este reporte presenta el proyecto de un sistema de bajo costo y rápida implementación basada en el uso del autómata programable LOGO 8 de Siemens, enfocado en el control local y la supervisión remota de bombas centrífugas. El sistema, además de controlar el encendido y apagado automático según condiciones operativas, también realiza el registro de información para el mantenimiento preventivo, como tiempos de operación, frecuencia de arranque, parámetros eléctricos y alertas por condiciones anormales.

La solución propuesta ofrece una herramienta accesible que mejora la gestión del mantenimiento, reduce tiempos de inactividad y extiende la vida útil de los equipos, al integrar funcionalidades básicas de automatización con conectividad a la nube mediante Arduino Cloud. Esto permite una supervisión más eficiente y la toma de decisiones basada en datos en tiempo real.

II. SISTEMA DE CONTROL DE BOMBAS

A. Arquitectura general del sistema

El sistema propuesto se basa en una combinación de control local confiable y monitoreo remoto en la nube, utilizando componentes accesibles y de fácil integración.

El controlador principal del sistema es un micro PLC LOGO 8.3 230RCE, un autómata programable compacto de Siemens, encargado de gestionar de forma automática el funcionamiento de dos bombas centrífugas de acuerdo con la necesidad de abastecimiento de un tanque. El controlador, fue programado con el software LOGO Soft Comfort [3], para controlar el encendido y apagado de las bombas en función de condiciones operativas como la presión de agua de la cañería, el nivel de tanques, alarmas por temperatura., o estado de la red eléctrica. Además, puede alternar las bombas para equilibrar el desgaste o mantener una en espera como respaldo.

A nivel local, el LOGO maneja señales de sensores y actuadores como:

- Accionamientos manuales.
- Sensores de nivel alto o bajo.
- Contactos auxiliares de relés térmicos.
- Presostato.
- Termostato.
- Contactores bomba 1 y bomba 2

En la Figura 1 se observa un esquema del control local del LOGO sobre las bombas.

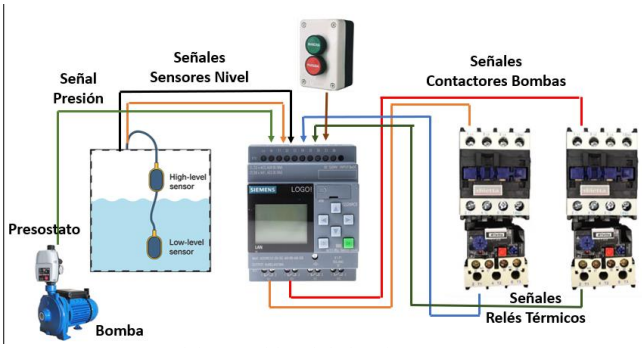


Figura 1. Esquema del control local de bombas.

Para supervisar la red eléctrica que alimenta a las bombas centrifugas, se utiliza un powermeter Schneider PM1200. Este instrumento emplea transformadores de corriente (CTs) para medir la intensidad eléctrica sin intervenir directamente en la línea de potencia y registrar datos como:

- Tensión y frecuencia de la red eléctrica que abastece el sistema de bombas.
- Corriente de línea, factor de potencia y consumo energético de las bombas.

El powermeter Schneider PM1200 fue configurado para comunicarse mediante Modbus RTU [4] y utiliza un módulo MAX 485 para convertir RS-485 a TTL, mientras que el LOGO se comunica mediante Modbus TCP, ambos equipos utilizan como pasarela de datos a la nube al ESP8266. El

módulo ESP8266 recopila los datos de funcionamiento eléctrico de las bombas y de la energía eléctrica consumida en determinado periodo, para enviarlos a Arduino Cloud, una plataforma online que permite la visualización de variables en tiempo real desde cualquier dispositivo con acceso a internet utilizando la aplicación. Esta arquitectura facilita el monitoreo remoto del consumo eléctrico, mejorando la capacidad de diagnóstico y gestión del sistema. Además, el ESP8266 registra datos sobre la temperatura y la humedad del recinto de las bombas, mediante un sensor DHT11.

El resultado es un sistema integrado y escalable, que combina la robustez del control local con la flexibilidad del monitoreo remoto, permitiendo un seguimiento detallado y constante del funcionamiento de las bombas, incluso desde el celular. En la Figura 2 se observa el esquema de comunicación del powermeter, LOGO y ESP8266.

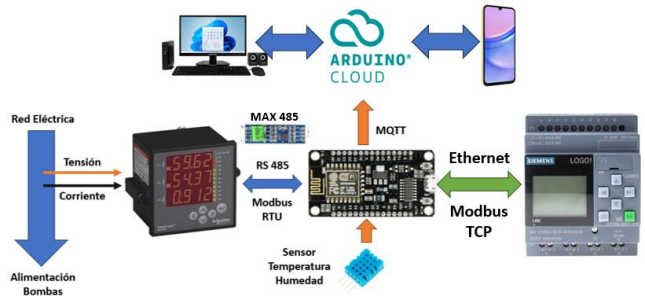


Figura 2. Esquema del control local de bombas.

B. Control local con LOGO 8.3

En esta aplicación, el LOGO se encarga del control local de dos bombas centrífugas activadas con contactores, asegurando su operación segura y eficiente de forma completamente autónoma con relés térmicos o guardamotores.

Entre las funciones que gestiona el LOGO se destacan:

- Encendido y apagado automático de las bombas en función de variables como presión del sistema o nivel de un tanque, mediante sensores conectados a sus entradas.
- Alternancia entre bombas: si ambas bombas tienen la misma función (por ejemplo, abastecimiento de agua), el LOGO puede activarlas de forma alternada en cada ciclo para distribuir el desgaste y prolongar su vida útil.
- Redundancia: en caso de que una bomba falle o no alcance a cubrir la demanda, el sistema puede activar la segunda bomba automáticamente como respaldo.
- Protección por sobre temperatura o falla eléctrica: el LOGO puede recibir señales desde relés térmicos o sensores de temperatura, y detener el funcionamiento si detecta condiciones anómalas, evitando daños.
- Registro de tiempos de operación: internamente, el LOGO puede llevar un conteo de horas de funcionamiento de cada bomba, útil para programar mantenimientos preventivos.

C. Plataforma en la nube: Arduino Cloud

Para complementar el control local, el sistema incorpora una capa de monitoreo remoto basada en Arduino Cloud, una plataforma gratuita en la nube especialmente diseñada para proyectos de IoT (Internet de las Cosas) que implementen placas basadas en Arduino. Esta herramienta permite visualizar en tiempo real el estado del sistema, registrar históricos de variables y recibir alertas desde cualquier dispositivo con conexión a internet.

En este proyecto, el ESP8266 transmite los datos del Powermeter y el LOGO, mediante MQTT a Arduino Cloud. A través de este protocolo envían información periódica que queda disponible en un panel de control visual (dashboard).

Arduino Cloud es gratuita para proyectos de pequeña escala y cuenta con una interfaz amigable, lo que la convierte en una alternativa ideal para este tipo de aplicaciones donde se requiere monitoreo remoto sin inversiones costosas en software SCADA o servidores propios.

El dashboard diseñado en Arduino Cloud debe poseer las siguientes funcionalidades:

- Control del sistema: mediante botones virtuales o sliders, es posible enviar comandos al sistema, como reiniciar un contador o forzar el encendido de una bomba.
- Visualización de variables: humedad y temperatura del sistema, estado de bombas, consumo energético, entre otros.
- Históricos y tendencias: los datos se almacenan y pueden ser representados en forma de gráficos para analizar el comportamiento del sistema a lo largo del tiempo e identificar potenciales fallas.
- Notificaciones: envío de alertas a dispositivos móviles ante condiciones críticas, como una sobre temperatura o un aumento repentino en el consumo eléctrico.
- Acceso remoto: desde una PC, tablet o celular, el operador puede consultar el estado del sistema sin necesidad de estar físicamente en la instalación.

La combinación de control local autónomo con supervisión en la nube permite un seguimiento integral del sistema, facilitando el mantenimiento preventivo, la detección temprana de fallas y la mejora continua del rendimiento.

En la Figura 3 se observa el dashboard desarrollado en Arduino Cloud.

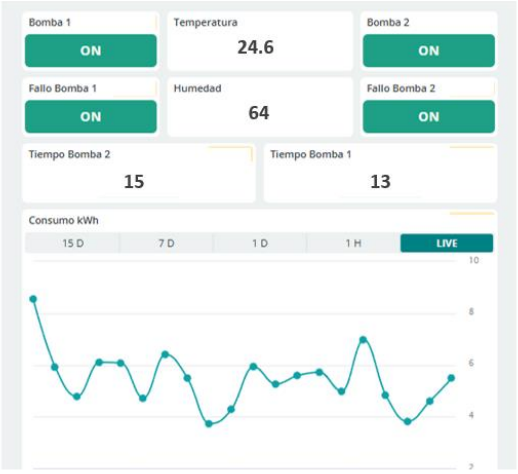


Figura 3. Dashboard de control remoto.

III. Implementación del sistema y resultados

El proyecto propone un sistema para el control y monitoreo de bombas centrífugas y otros motores eléctricos, que puede ser utilizado en una amplia variedad de aplicaciones. El objetivo es hacer más eficiente y seguro el manejo de estos equipos, mediante un sistema que permita supervisarlos de forma remota y en tiempo real.

Como ejemplo, el sistema fue inicialmente probado en el sistema de abastecimiento de agua de la Universidad, que hasta ese momento dependía de un control semiautomático de las bombas y sin supervisión. Con el sistema desarrollado, el personal de mantenimiento ahora tiene acceso a una herramienta digital que les permite monitorear el funcionamiento de las bombas de manera constante y desde cualquier lugar.

Los resultados de las pruebas han sido muy positivos. El personal de mantenimiento ahora puede responder mucho más rápido a cualquier fallo, ya que el sistema avisa automáticamente cuando algo no está funcionando bien. También se ha logrado mejorar la eficiencia de las bombas, al poder hacer un seguimiento constante de su consumo de energía y detectar patrones inusuales que antes podrían haber pasado desapercibidos. Como resultado, el sistema no solo aumenta la disponibilidad de las bombas, sino que también ayuda a reducir los costos operativos y a prevenir paradas inesperadas. [6]

Cabe mencionar que una de las limitaciones encontradas durante el desarrollo fue el uso de la versión gratuita de Arduino Cloud, la cual restringe la cantidad de variables que se pueden monitorear simultáneamente. Esto obligó a optimizar la selección de datos enviados al sistema en la nube, priorizando las variables más críticas para la operación y supervisión de las bombas. A pesar de esta restricción, el sistema demostró ser funcional y eficaz dentro de los márgenes permitidos por la plataforma.

En resumen, este sistema no solo es una solución tecnológica que facilita la gestión de bombas y motores, sino que también ofrece una forma más económica y accesible de mejorar la eficiencia y la seguridad en sistemas de abastecimiento de agua y otras aplicaciones industriales

IV. Conclusiones

Este trabajo presenta una solución viable y económica para la automatización y supervisión remota de sistemas de bombeo en instalaciones de pequeña y mediana escala. La integración de un PLC LOGO 8 y un powermeter PM1200 con un módulo ESP8266 y la plataforma Arduino Cloud permite combinar robustez industrial con accesibilidad tecnológica.

La implementación demuestra que es posible construir sistemas de mantenimiento preventivo con componentes disponibles comercialmente y tecnologías open source. El uso de un powermeter con protocolo Modbus proporciona información detallada del consumo eléctrico, mientras que la conectividad a la nube permite visualizar variables críticas en tiempo real, mejorar la toma de decisiones técnicas y anticipar fallas operativas. El uso combinado de tecnologías industriales (como Modbus RTU y TCP) con plataformas de IoT como Arduino Cloud ha sido validado en aplicaciones similares, demostrando escalabilidad y bajo costo [7][8]

A futuro, el sistema puede expandirse para incluir funciones adicionales, como integración con otras plataformas de IoT o incorporación de algoritmos de inteligencia artificial para análisis predictivo.

La combinación de control local autónomo con supervisión en la nube permite un seguimiento integral del sistema, facilitando el mantenimiento preventivo, la detección temprana de fallas y la mejora continua del rendimiento.

Referencias

[1] A. Stepien, “Centrifugal pumps: Design and application,” *J. Hydraul. Eng.*, vol. 132, no. 5, pp. 415–423, 2006.

[2] J. Smith, “Low-cost monitoring solutions for small industrial facilities,” *Autom. Today*, vol. 28, no. 3, pp. 35–40, 2019.

[3] Siemens AG, *LOGO! Manual V8.3*. Siemens, 2020. [Online]. Available: https://support.industry.siemens.com

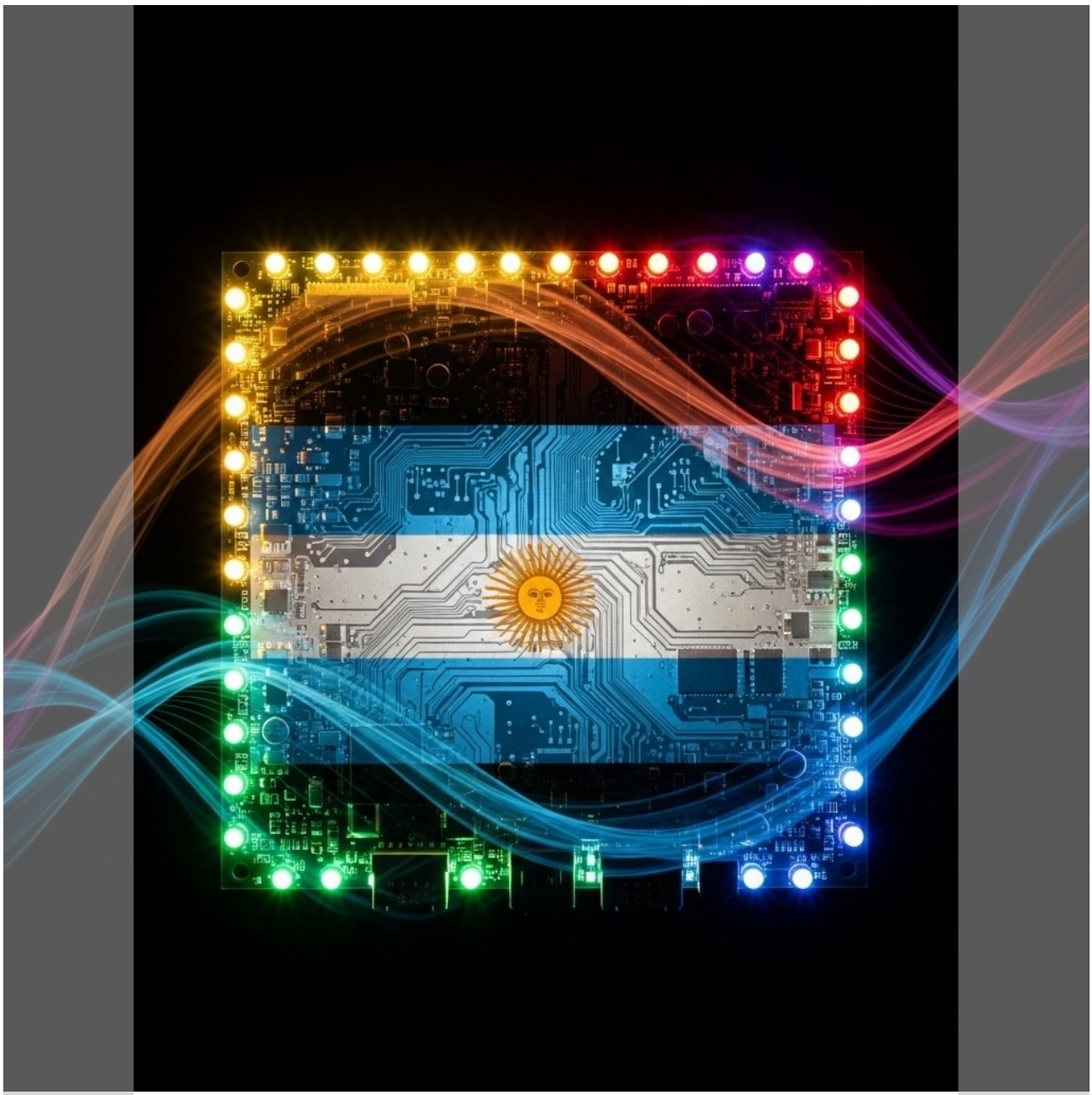
[4] Schneider Electric, *PowerLogic PM1200 Series Power Meters - User Manual*, 2021.

[5] Arduino, “ESP8266 and Arduino IDE setup,” *Arduino Documentation*, 2024. [Online]. Available: https://docs.arduino.cc

[6] J. Smith, “Implementación de sistemas de monitoreo remoto en infraestructuras críticas,” *J. Ind. Autom.*, vol. 15, no. 4, pp. 123–135, 2020.

[7] A. Jones and M. Patel, “Industrial IoT solutions for predictive maintenance,” *IEEE Internet Things Mag.*, vol. 3, no. 1, pp. 22–29, Mar. 2020.

[8] M. López, “Aplicación de plataformas en la nube para supervisión de sistemas de bombeo,” *Rev. Iberoam. Ing.*, vol. 15, no. 2, pp. 112–119, 2022.



ISBN 978-631-90145-3-2

Congreso Argentino de Sistemas Embebidos

CASE 2025

Libro de trabajos en modalidad artículo, foro tecnológico y reporte