

CARACTERIZACIÓN Y OPTIMIZACIÓN DE UNA ARQUITECTURA ÓPTICA Y  
ELECTRÓNICA PARA EL CONTEO DE FOTONES

MARYAM DEL MAR CORREA GÓMEZ

UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA

ESCUELA DE INGENIERÍAS

MAESTRÍA EN INGENIERÍA

MEDELLÍN

2017

CARACTERIZACIÓN Y OPTIMIZACIÓN DE UNA ARQUITECTURA ÓPTICA Y  
ELECTRÓNICA PARA EL CONTEO DE FOTONES

MARYAM DEL MAR CORREA GÓMEZ

Trabajo de grado para optar al título de Magíster en Ingeniería

Director

FREDDY RAFAEL PÉREZ

DOCTOR EN FÍSICA

UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA

ESCUELA DE INGENIERÍAS

MAESTRÍA EN INGENIERÍA

MEDELLÍN

2017

Julio 20 de 2016

Yo, Maryam del Mar Correa Gómez

“Declaro que este trabajo de grado no ha sido presentado para optar a un título, ya sea en igual forma o con variaciones, en esta o cualquier otra universidad” Art 82 Régimen Discente de Formación Avanzada.

Firma

---

“El éxito es aprender a ir de fracaso en fracaso sin desesperarse”.

Winston Churchill



## AGRADECIMIENTOS

Han sido casi seis años en la búsqueda del desarrollo de un contador de fotones funcional. Han sido muchas y variadas las dificultades que se han encontrado, así como los numerosos momentos de incertidumbre, todos elementos implícitos en una investigación. Sin embargo, ese estado de presión por lograr la construcción del sistema se ha compensado con las pequeñas victorias en la instrumentación espectroscópica y en el aprendizaje de la física de la espectroscopía. Así, me quedan gratos recuerdos y satisfacción por el esfuerzo realizado.

Aunque esta sección está acotada, espero dar el mejor reconocimiento a las personas que se lo merecen.

Comienzo la lista con Dios. Su misericordia me permitió terminar el sistema espectroscópico.

Luego, a mi tutor Freddy Pérez, quien me dio la oportunidad de iniciar mi experiencia profesional y académica en el Grupo de Óptica y Espectroscopía. Además, de darme la posibilidad de trabajar en este proyecto desafiante del conteo de fotones. Más allá de los conocimientos adquiridos en la instrumentación espectroscópica, he aprendido la importancia de la independencia y humildad académicas, el rigor en los experimentos científicos y la diligencia en preparar presentaciones orales. Aunque hubo muchos momentos de dudas, agradezco su paciencia.

Agradezco a Jean-Pierre Galaup por su apoyo, realimentación a mi trabajo y su diligencia en la solución de problemas en la instrumentación. También, por donar las muestras de rodamina 6G, rodamina B y LD690 en matrices de polivinilo.

Agradezco al profesor Ángel Salazar, quien ha sido crítico constructivo con mi trabajo y me ha aportado dudas que han dado lugar a desarrollos fructíferos. También, a Andrés Felipe Betancur por su apoyo, realimentación a mi trabajo y su valiosa ayuda en la preparación de muestras.

Finalmente, agradezco a mi mamá, mi papá, y mi hermano, quienes me han brindado el apoyo económico para finalizar mi maestría y mis proyectos. Me animaron en los momentos difíciles, y me motivaron a confiar más en mí misma y en mi trabajo.

A todos, infinitas gracias.

# CONTENIDO

RESUMEN

INTRODUCCIÓN

## 1. FUNDAMENTOS DE CONTEO DE FOTONES EN ESPECTROSCOPIA

|                                                                   |    |
|-------------------------------------------------------------------|----|
| 1.1. Espectroscopía Raman y de fluorescencia .....                | 1  |
| 1.2. Características de los fotodetectores pulsados .....         | 3  |
| 1.3. Forma de onda de la señal del tubo fotomultiplicador .....   | 4  |
| 1.4. Técnica del conteo de fotones .....                          | 6  |
| 1.5. Esquemas de digitalización y discriminación existentes ..... | 8  |
| 1.5.1. Discriminadores de fracción constante .....                | 9  |
| 1.5.2. Aproximación al amplificador <i>lock-in</i> .....          | 10 |
| 1.5.3. Discriminadores de tiempo sobre umbral .....               | 11 |
| 1.5.4. Aproximaciones a los ADC .....                             | 12 |
| 1.6. Función de un TDC en un sistema de control digital .....     | 13 |

## 2. DISEÑO DE LA ARQUITECTURA ÓPTICA Y ELECTRÓNICA PARA EL CONTEO DE FOTONES

|                                                                                 |    |
|---------------------------------------------------------------------------------|----|
| 2.1. Montaje óptico y electrónico .....                                         | 18 |
| 2.2. Diseño e implementación del <i>core</i> de discriminación y digitalización | 20 |
| 2.2.1. Arquitectura digital del conversor .....                                 | 20 |
| 2.2.2. Diseño de los sincronizadores .....                                      | 22 |
| 2.2.3. Interpolación y codificación del tiempo .....                            | 24 |
| 2.3.4. Incorporación del TDC al sistema embebido .....                          | 26 |
| 2.3. Procedimientos de calibración .....                                        | 28 |
| 2.3.1. Prueba estadística de densidad de código .....                           | 28 |

|                                                                             |    |
|-----------------------------------------------------------------------------|----|
| 2.3.1.1. Cantidad óptima de muestras para una prueba ..                     | 29 |
| 2.3.1.2. Cantidad máxima de cuentas oscuras permitidas                      | 31 |
| 2.3.1.3. Procedimiento de calibración de las líneas de retardo .....        | 31 |
| 2.3.2. Calibración de la longitud de onda .....                             | 33 |
| 2.3.3. Calibración de la intensidad relativa .....                          | 34 |
| 3. CARACTERIZACIÓN DE LA ARQUITECTURA ÓPTICA Y ELECTRÓNICA CONSTRUIDA       |    |
| 3.1. Líneas de retardo en el TDC .....                                      | 38 |
| 3.2. Incertidumbre en las medidas del TDC .....                             | 41 |
| 3.3. Discriminación y digitalización de la señal del tubo fotomultiplicador | 44 |
| 3.4. Comparación del esquema de discriminación desarrollado con otros ..... | 49 |
| 3.5. Distribución obtenida de la altura de pulso .....                      | 50 |
| 3.6. Adquisición de espectros .....                                         | 58 |
| 3.6.1. Espectros de la lámpara de mercurio .....                            | 59 |
| 3.6.2. Espectros de fluorescencia en colorantes orgánicos .....             | 62 |
| 3.7. Hacia la adquisición de espectros Raman .....                          | 66 |
| CONCLUSIONES .....                                                          | 68 |
| RECOMENDACIONES .....                                                       | 70 |
| REFERENCIAS .....                                                           | 72 |
| ANEXO A: ARTÍCULO PUBLICABLE .....                                          | 78 |
| ANEXO B: MANUAL DE OPERACIÓN .....                                          | 89 |

## LISTA DE FIGURAS

|                                                                                                                              |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Figura 1.</b> Estados rotacionales, vibracionales y electrónicos de una molécula.                                         | 2  |
| <b>Figura 2.</b> Diferencias entre los tipos de esparcimiento.                                                               | 3  |
| <b>Figura 3.</b> Espectro del tetracloruro de carbono ( $\text{CCl}_4$ ).                                                    | 3  |
| <b>Figura 4.</b> Esquema de un tubo fotomultiplicador.                                                                       | 4  |
| <b>Figura 5.</b> Forma de onda teórica de los pulsos de corriente en el ánodo del tubo fotomultiplicador.                    | 5  |
| <b>Figura 6.</b> Forma de onda real de los pulsos de corriente en el ánodo del tubo fotomultiplicador.                       | 5  |
| <b>Figura 7.</b> Formas de apreciación de la corriente de tubo fotomultiplicador.                                            | 6  |
| <b>Figura 8.</b> Conteo de fotones en estado estable.                                                                        | 7  |
| <b>Figura 9.</b> Efectos de fluorescencia y Raman simultáneos.                                                               | 8  |
| <b>Figura 10.</b> Discriminación por fracción constante.                                                                     | 9  |
| <b>Figura 11.</b> Esquema típico de detección de fase en un amplificador <i>lock-in</i> .                                    | 10 |
| <b>Figura 12.</b> Esquema de bloques del amplificador <i>lock-in</i> basado en lógica programable.                           | 11 |
| <b>Figura 13.</b> Reconstrucción de forma de onda a partir de diversos umbrales y sus respectivos intervalos de tiempo.      | 12 |
| <b>Figura 14.</b> Esquema de bloques y formas de onda típicas para un ADC de modulación de pulsos.                           | 13 |
| <b>Figura 15.</b> Gráfica característica genérica para un TDC ideal.                                                         | 14 |
| <b>Figura 16.</b> Gráfica característica de una línea de retardo real.                                                       | 15 |
| <b>Figura 17.</b> Esquema del montaje en la sala de espectroscopía para el conteo de fotones en el dominio de la frecuencia. | 18 |
| <b>Figura 18.</b> Esquema de bloques del procesamiento de señal para la discriminación en tiempo y amplitud.                 | 19 |
| <b>Figura 19.</b> Ventana de discriminación propuesta.                                                                       | 19 |

|                                                                                                                                                                                                                                                             |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Figura 20.</b> Formas de onda generadas por el método de Nutt.                                                                                                                                                                                           | 21 |
| <b>Figura 21.</b> Arquitectura digital del TDC diseñado.                                                                                                                                                                                                    | 21 |
| <b>Figura 22.</b> Sincronizador para las señales finas.                                                                                                                                                                                                     | 23 |
| <b>Figura 23.</b> Sincronizador para las señales gruesas.                                                                                                                                                                                                   | 23 |
| <b>Figura 24.</b> Estructura interna del sumador usado.                                                                                                                                                                                                     | 24 |
| <b>Figura 25.</b> Captura del funcionamiento del TDC.                                                                                                                                                                                                       | 26 |
| <b>Figura 26.</b> Distribución visual de las primitivas en la interfaz de PlanAhead.                                                                                                                                                                        | 26 |
| <b>Figura 27.</b> Arquitectura digital desarrollada.                                                                                                                                                                                                        | 27 |
| <b>Figura 28.</b> Conexiones entre el <i>PCore</i> desarrollado y los <i>cores</i> propietarios de Xilinx.                                                                                                                                                  | 28 |
| <b>Figura 29.</b> Uso de los datos del TDC en el sistema embebido.                                                                                                                                                                                          | 28 |
| <b>Figura 30.</b> Curvas de la eficiencia de las redes de difracción en el monocromador.                                                                                                                                                                    | 34 |
| <b>Figura 31.</b> Curva de eficiencia cuántica del fotodetector Hamamatsu R2295.                                                                                                                                                                            | 35 |
| <b>Figura 32.</b> Espectros de una lámpara de tungsteno obtenidos con el sistema espectroscópico construido, usando un umbral de 600 mV, una hendidura ancha a la salida (1 mm) y una hendidura estrecha a la entrada (10 $\mu\text{m}$ ) del monocromador. | 35 |
| <b>Figura 33.</b> Espectro de una lámpara de tungsteno de 3006 K obtenido con el equipo Ocean Optics HR4000CG-UV-NIR0.                                                                                                                                      | 36 |
| <b>Figura 34.</b> Curvas de respuesta instrumental obtenidas a partir de los datos.                                                                                                                                                                         | 37 |
| <b>Figura 35.</b> Espectros corregidos de una lámpara de tungsteno obtenidos con el sistema espectroscópico construido.                                                                                                                                     | 37 |
| <b>Figura 36.</b> No linealidad diferencial y no linealidad integral de las líneas de inicio.                                                                                                                                                               | 39 |
| <b>Figura 37.</b> No linealidad diferencial y no linealidad integral de las líneas de paro.                                                                                                                                                                 | 39 |
| <b>Figura 38.</b> No linealidad diferencial y no linealidad integral de las líneas de inicio muestreando sólo el sumador                                                                                                                                    | 40 |
| <b>Figura 39.</b> No linealidad diferencial y no linealidad integral de las líneas de paro muestreando sólo el sumador                                                                                                                                      | 40 |

|                                                                                                                                                                                                                                 |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Figura 40.</b> Espectro de tiempo graficado a partir de todas las $128 \times 10^3$ muestras recolectadas en la medición del tiempo en alto de la señal de 27 MHz.                                                           | 41 |
| <b>Figura 41.</b> Detalle de los picos principales del espectro de tiempo obtenido en la medición de la señal de 27 MHz.                                                                                                        | 41 |
| <b>Figura 42.</b> Espectro de tiempo graficado para una señal de aproximadamente 101.3 ns.                                                                                                                                      | 42 |
| <b>Figura 43.</b> Espectro de tiempo de la señal de 27 MHz procesado con el modelo de mezcla gaussiana.                                                                                                                         | 43 |
| <b>Figura 44.</b> Forma de onda a la salida del preamplificador diseñado en el trabajo de pregrado.                                                                                                                             | 45 |
| <b>Figura 45.</b> Forma de onda a la salida del preamplificador Mini-circuits ZX60-P103LN+.                                                                                                                                     | 45 |
| <b>Figura 46.</b> Espectros de tiempo de la señal preamplificada para los umbrales de 25 mV y 100 mV.                                                                                                                           | 46 |
| <b>Figura 47.</b> Espectros de tiempo de la señal preamplificada para los umbrales de 150 mV, 200 mV y 250 mV.                                                                                                                  | 46 |
| <b>Figura 48.</b> Espectros de tiempo de la señal preamplificada para los umbrales de 300 mV, 350 mV y 400 mV.                                                                                                                  | 47 |
| <b>Figura 49.</b> Espectros de tiempo de la señal preamplificada para los umbrales de 450 mV, 500 mV y 550 mV.                                                                                                                  | 47 |
| <b>Figura 50.</b> Espectros de tiempo de la señal preamplificada para los umbrales de 600 mV, 650 mV y 700 mV.                                                                                                                  | 48 |
| <b>Figura 51.</b> Curva típica de la distribución de la altura de pulso.                                                                                                                                                        | 51 |
| <b>Figura 52.</b> Distribución de la altura de pulso sin suavizar.                                                                                                                                                              | 52 |
| <b>Figura 53.</b> Distribución de la altura de pulso suavizada.                                                                                                                                                                 | 52 |
| <b>Figura 54.</b> Distribuciones de altura de pulso para una lámpara de tungsteno al cambiar la hendidja de entrada entre una ancha de 1 mm y otra estrecha de 10 $\mu\text{m}$ .                                               | 53 |
| <b>Figura 55.</b> Distribuciones de altura de pulso para una muestra de rodamina 6G al cerrar el <i>shutter</i> del monocromador y cambiar la hendidja de entrada entre una ancha de 1 mm y otra estrecha de 10 $\mu\text{m}$ . | 54 |

|                                                                                                                                                                                    |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Figura 56.</b> Distribuciones de altura de pulso para una lámpara de mercurio al cambiar la hendidja de entrada entre una ancha de 1 mm y otra estrecha de 10 $\mu\text{m}$ .   | 54 |
| <b>Figura 57.</b> Distribuciones de altura de pulso para la cola de un láser de 532 nm no filtrado al cerrar el <i>shutter</i> del monocromador y usar una hendidja ancha de 1 mm. | 55 |
| <b>Figura 58.</b> Distribuciones de altura de pulso para situaciones de <i>shutter</i> cerrado.                                                                                    | 55 |
| <b>Figura 59.</b> Distribuciones de altura de pulso para situaciones con la hendidja estrecha a la entrada del monocromador.                                                       | 56 |
| <b>Figura 60.</b> Distribuciones de altura de pulso para situaciones con la hendidja ancha a la entrada del monocromador.                                                          | 56 |
| <b>Figura 61.</b> Distribuciones de altura de pulso tomadas con el sistema espectroscópico construido.                                                                             | 57 |
| <b>Figura 62.</b> Montaje óptico para la adquisición del espectro de la lámpara de mercurio usando un espejo.                                                                      | 58 |
| <b>Figura 63.</b> Fluorescencia de la rodamina 6G (a), de la rodamina B (b) y de la oxazina 4 (c).                                                                                 | 58 |
| <b>Figura 64.</b> Espectro patrón de una lámpara de mercurio obtenido con el equipo Ocean Optics HR4000CG-UV-NIR.                                                                  | 59 |
| <b>Figura 65.</b> Espectro no corregido de la lámpara de mercurio obtenido con el sistema espectroscópico construido, bajo la red de difracción 1.                                 | 60 |
| <b>Figura 66.</b> Espectro no corregido de la lámpara de mercurio obtenido con el sistema espectroscópico construido, bajo la red de difracción 2.                                 | 60 |
| <b>Figura 67.</b> Espectro corregido de la lámpara de mercurio obtenido con el sistema espectroscópico construido, bajo la red de difracción 1.                                    | 61 |
| <b>Figura 68.</b> Espectro corregido de la lámpara de mercurio obtenido con el sistema espectroscópico construido, bajo la red de difracción 2.                                    | 61 |
| <b>Figura 69.</b> Espectro patrón de la rodamina 6G en una matriz de polivinilo.                                                                                                   | 62 |
| <b>Figura 70.</b> Espectro de la rodamina 6G en una matriz de polivinilo obtenido con el equipo Ocean Optics HR4000CG-UV-NIR.                                                      | 63 |

|                                                                                                                                                           |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Figura 71.</b> Espectro de la rodamina 6G en una matriz de polivinilo obtenido con el sistema espectroscópico construido, bajo la red de difracción 2. | 63 |
| <b>Figura 72.</b> Espectro de la rodamina B en una matriz de polivinilo obtenido con el equipo Ocean Optics HR4000CG-UV-NIR.                              | 64 |
| <b>Figura 73.</b> Espectro de la rodamina B en una matriz de polivinilo obtenido con el sistema espectroscópico construido, bajo la red de difracción 2.  | 64 |
| <b>Figura 74.</b> Espectro de la oxazina 4 en una matriz de polivinilo obtenido con el sistema espectroscópico construido, bajo la red de difracción 2.   | 65 |
| <b>Figura 75.</b> Montaje óptico para el análisis de una muestra de grafito en lámina.                                                                    | 66 |
| <b>Figura 76.</b> Curvas de intensidad vs. longitud de onda obtenidas.                                                                                    | 67 |



## LISTA DE TABLAS

|                                                                                                                     |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Tabla 1.</b> Comparación entre los tres tipos de fotodetectores pulsados.                                        | 4  |
| <b>Tabla 2.</b> Retardo máximo de ruteo para la FPGA Xilinx XC6SLX45T.                                              | 22 |
| <b>Tabla 3.</b> Uso de recursos en la FPGA, en detalle.                                                             | 27 |
| <b>Tabla 4.</b> Ejemplo de ambigüedades halladas en la lectura de líneas de retardo.                                | 31 |
| <b>Tabla 5.</b> Obtención del factor de red de difracción.                                                          | 33 |
| <b>Tabla 6.</b> Parámetros de corrección final de longitud de onda.                                                 | 34 |
| <b>Tabla 7.</b> Rangos de medida reales de las líneas de inicio.                                                    | 38 |
| <b>Tabla 8.</b> Rangos de medida reales de las líneas de paro.                                                      | 38 |
| <b>Tabla 9.</b> Promedios de retardos de propagación en el sumador hallados para todas las líneas de retardo.       | 40 |
| <b>Tabla 10.</b> Picos del espectro de tiempo antes y luego de la mezcla gaussiana.                                 | 44 |
| <b>Tabla 11.</b> Incertidumbre en las medidas de señales generadas con el DCM.                                      | 44 |
| <b>Tabla 12.</b> Resumen de resultados del esquema de discriminación y digitalización.                              | 48 |
| <b>Tabla 13.</b> Comparación del TDC desarrollado con otros reportados en la literatura.                            | 50 |
| <b>Tabla 14.</b> Comparación del esquema de discriminación desarrollado con otros reportados en la literatura.      | 50 |
| <b>Tabla 15.</b> Ubicación de las líneas espectrales de la lámpara de mercurio para los tres espectros presentados. | 59 |
| <b>Tabla 16.</b> Modos vibracionales principales del grafito.                                                       | 67 |

## LISTA DE ECUACIONES

|                                                                                     |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Expresión de la corriente de un pulso de tubo fotomultiplicador .....               | 5  |
| Voltaje de salida en un amplificador de transimpedancia .....                       | 6  |
| Función de transferencia de un TDC .....                                            | 14 |
| No linealidad diferencial .....                                                     | 16 |
| No linealidad integral .....                                                        | 16 |
| Intervalo de tiempo a hallar en el método de Nutt .....                             | 21 |
| Criterio de ajuste de sincronismo para la FPGA .....                                | 22 |
| Prueba de Bernoulli .....                                                           | 29 |
| Probabilidad de ocurrencia de una celda en una línea de retardo .....               | 29 |
| Variación inducida por celda .....                                                  | 29 |
| Varianza de una celda .....                                                         | 30 |
| Varianza simplificada de una celda .....                                            | 30 |
| Variación inducida simplificada .....                                               | 30 |
| Número de muestras necesario para la prueba estadística de densidad de código ..... | 30 |
| Distribución de Poisson .....                                                       | 31 |
| Función de nueva línea de retardo .....                                             | 32 |
| Rango efectivo de una línea de retardo .....                                        | 32 |
| Paso de tiempo por celda .....                                                      | 32 |
| Resolución media de una línea de retardo .....                                      | 32 |
| No linealidad diferencial en una línea de retardo .....                             | 32 |
| No linealidad integral en una línea de retardo .....                                | 32 |
| Factor de red de difracción .....                                                   | 33 |

|                                                                                   |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------|----|
| Corrección lineal del offset de longitud de onda aportado por el monocromador ... | 33 |
| Función aproximada de corrección de intensidad relativa en un espectro .....      | 36 |
| Función de densidad de probabilidad de los núcleos .....                          | 42 |
| Probabilidad a posteriori del núcleo .....                                        | 43 |
| Función de distribución normal .....                                              | 43 |
| Función de densidad de probabilidad ampliada de los núcleos .....                 | 43 |

## LISTA DE ACRÓNIMOS

**ADC:** Analog to Digital Converter

**APD:** Avalanche Photodiode

**ASIC:** Application Specific Integrated Circuit

**ASYN:** Asynchronous

**CERN:** Conseil Européen pour la Recherche Nucléaire

**CFD:** Constant Fraction Discriminator

**CLB:** Configurable Logic Block

**CLK:** Señal de reloj

**CLR:** Clear

**CMOS:** Complementary Metal-Oxide Semiconductor

**CTR:** Counter

**DAC:** Digital-to-Analog Converter

**DMA:** Direct Memory Access

**DNL:** Differential Non-Linearity

**ENOB:** Effective Number of Bits

**FF:** Flip-Flop

**FIFO:** First Input First Output

**FPGA:** Field Programmable Gate Array

**INL:** Integral Non-Linearity

**LSB:** Least Significant Bit

**LVDS:** Low Voltage Differential Signaling

**PDF:** Probability Density Function

**PMT:** Photomultiplier Tube

**PLL:** Phase-Locked Loop

**RST:** Reset

**SAR:** Successive Approximation Algorithm

**SCDT:** Statistical Code Density Test

**SER:** Single Photoelectron Response

**SPAD:** Single Photon Avalanche Diode

**SSP:** Single-shot Precision

**TC:** Time counter

**TD:** Time digitizer

**TDC:** Time-to-Digital Converter

**TDL:** Tapped Delay Line

**ToF:** Time-of-flight

## GLOSARIO

**Ajuste de rango automático:** En inglés, *Automatic Range Adjustment*. Procedimiento de calibración de TDC fino, en el que se mide la resolución incremental de la línea de retardo para ajustar la interpolación en una etapa posterior.

**Bin:** En inglés, *tap*. En este trabajo, también se llama *celda*. Es una palabra que hace referencia a un contenedor. En el contexto de los TDC, se refiere al elemento comparador o parte del mismo que constituye un bit de salida que registra el paso de una señal.

**Burbuja:** Lectura errónea de un bit o una palabra en algún proceso digital debido, principalmente, a la metaestabilidad en uno o más flip-flops. Se corrige mediante líneas de control, verificación de paridad o códigos de redundancia.

**Cambios PVT:** Por sus siglas, de proceso, voltaje y temperatura. Cambios de proceso debido a las imperfecciones en las obleas de los semiconductores; de voltaje de la fuente de alimentación; y de temperatura ambiente e interna del componente electrónico.

**Constraints:** En el contexto de las FPGA del fabricante Xilinx, son restricciones funcionales de tiempo y lugar que se plantean para un diseño de hardware.

**Cuantificador:** Elemento de un sistema digital embebido que asigna palabras binarias discretas a cantidades físicas que se miden, convirtiendo así los datos experimentales en representaciones numéricas que pueden procesarse matemáticamente.

**DMA:** Módulo de acceso directo a memoria. A menudo, es la interfaz entre el microprocesador y la memoria RAM.

**DNL:** Por sus siglas, no linealidad diferencial en un conversor de datos. Denota la diferencia entre el bit menos significativo real e ideal.

**Fonón:** Cuanto de vibración de red cristalina. Las vibraciones de éstos se perciben en conjunto como cuasi-partículas confinadas en un sólido. El fonón es clave en el estudio de muchas de las propiedades ópticas, mecánicas y térmicas de un material.

**Fotón:** La partícula elemental que explica la naturaleza cuántica de la luz y de todas las otras formas de radiación electromagnética. La naturaleza ondulatoria de la luz le confiere un número de onda y una frecuencia asociados.

**INL:** Por sus siglas, no linealidad integral en un conversor de datos. La diferencia entre un punto de transición real y otro ideal.

**Jitter:** Fluctuación temporal de flanco de subida o bajada de una señal.

**Lenguaje de descripción de hardware:** Lenguaje que describe el comportamiento de los circuitos electrónicos digitales que se implementan en un dispositivo de lógica programable. VHDL y Verilog son los más sobresalientes.

**Memoria FIFO:** Memoria usada como interfaz de transferencia de datos entre regiones digitales de alta y baja velocidad.

**Metaestabilidad:** Efecto no deseado en los flip-flops debido a violaciones de tiempo de ajuste y retención que causan salidas lógicas no válidas. Se aprecia como fluctuaciones de voltaje entre los niveles lógicos bajos y altos.

**Monocromador:** Instrumento basado en una red motorizada de difracción óptica que selecciona una longitud de onda específica de la luz que recibe de acuerdo con la posición angular de la red.

**Offset:** Cantidad física (como voltaje o corriente) de desplazamiento agregada por un dispositivo físico, que bien puede adicionarse o sustraerse para compensar los datos obtenidos por un cuantificador.

**Oscilador de anillo:** Circuito electrónico que genera una señal de reloj y está compuesto por un número impar de inversores en el que la salida del último inversor se realimenta a la entrada del primero.

**PlanAhead:** Conjunto de herramientas de Xilinx para la ubicación y el ruteo de los circuitos electrónicos digitales en una FPGA.

**Primitiva:** Estructuras físicas establecidas por el fabricante que pueden instanciarse en un lenguaje de descripción de hardware, como buffers, sumadores, PLLs, DLLs, multiplexores, etc.

**Reconfiguración dinámica:** En las FPGA, es su capacidad de cambiar parámetros de los circuitos electrónicos en caliente, a voluntad del usuario.

**Resolución:** El intervalo de tiempo más pequeño que un TDC puede detectar y digitalizar como el bit menos significativo.

**Robustez:** En un TDC, la robustez es un indicador de cómo responde ante cambios PVT y causas de no linealidad temporales (*jitter*, *skew*, metaestabilidad).

**Sesgo:** En inglés, *skew*. Distorsión que ocurre cuando el tiempo de llegada de una señal de reloj a las entradas de dos o más bloques arbitrarios no se da en el mismo instante.

**Setup time:** Tiempo de ajuste. Intervalo de tiempo mínimo durante el cual el dato de entrada al flip-flop debe permanecer en un estado estable antes de que el reloj realiza una transición válida.

**Single-Shot Precision:** Precisión de una única toma. La desviación estándar de la distribución de las mediciones de tiempo alrededor de un valor promedio cuando un intervalo de tiempo único es medido repetidamente para análisis estadístico.

**Slack time:** Margen temporal que tiene el flip-flop para cambiar de estado sin generar violaciones de ajuste y retención.

**Source synchronous interface:** Interfaz en la que una señal de reloj se regenera y se transmite junto con los datos desde el transmisor hacia un receptor.

**Test estadístico de densidad de código:** En inglés, *Statistical Code Density Test*. Procedimiento de calibración usado para determinar la distribución de tiempo real de los *taps* (o *bins*) a lo largo de una línea retardo. En esta prueba, una gran cantidad de pulsos de duración aleatoria (un fotodetector) o pseudoaleatoria (registros de desplazamiento de tiempo variable y generadores de números aleatorios) pasa a través de la línea de retardo a analizar. El número de pulsos guardados por cada celda de la línea es proporcional a su ancho temporal. Conocida la cantidad total de pulsos y la cantidad de elementos en la línea de retardo, cada ancho puede estimarse y por ende, se grafica un histograma. Este histograma permite hallar la DNL e INL.

**Timing closure:** Proceso a través del cual un diseño digital en FPGA o en un ASIC se modifica para cumplir exigencias de tiempos. Las modificaciones se manejan a través de herramientas asistidas a través de los algoritmos de ubicación y enrutamiento.

**Timing Constraints:** Requisitos de tiempo indicados por usuario y corregidas por las herramientas de ruteo asistidas.



## RESUMEN

Este trabajo trata acerca de los procedimientos de caracterización y calibración de los diferentes módulos que conforman un sistema de adquisición de espectros en el dominio de la frecuencia. Así mismo, se propone la mejora de un sistema espectroscópico diseñado en el trabajo de pregrado de M.M. Correa denominada “Instrumentación y control de un sistema espectroscópico para espectroscopía Raman y de fluorescencia” y en sus períodos como Joven Investigador de Colciencias bajo el diseño, implementación y optimización parcial de un conversor de tiempo a representación digital para procesar pulsos espectroscópicos cortos.

Aquí, se propone un esquema alternativo de discriminación y digitalización por ventana para las señales de fotodetectores haciendo énfasis en los tubos fotomultiplicadores, con el ánimo de mejorar la eficiencia del procesamiento de señales frente al esquema clásico de conteo de fotones, el cual consta de un preamplificador, discriminador y contador. Con el esquema de discriminación y digitalización desarrollado, se muestra la obtención de los rangos de parámetros tales como amplitud, ancho temporal y tasa de repetición de pulsos del tubo fotomultiplicador Hamamatsu R2295. En particular, se hace énfasis en la descripción matemática e implementación en algoritmos de las pruebas de caracterización y procedimientos de calibración. Algunas de ellas son la prueba estadística de densidad de código para el conversor, la calibración de longitud de onda en el monocromador y la distribución de la altura de pulso.

Se presenta el diseño, la implementación, la optimización y la caracterización de una arquitectura óptica y electrónica de conteo de fotones. También, la discriminación y la digitalización mediante un conversor de tiempo a digital, un comparador de alta velocidad y un conversor digital a analógico. Además, se presenta el diseño y la implementación del conversor de tiempo a digital en una FPGA Spartan-6 XC6SLX45T. Luego, se muestran las capacidades del sistema de digitalización y discriminación en la estimación de intervalos de tiempo conocidos y la discriminación y digitalización de un pulso de tubo fotomultiplicador. Electrónicamente, el discriminador de ventana desarrollado destaca por su resolución media de 19.65 a 23.55 ps, una no linealidad integral de 3.39 LSB, una sensibilidad de 1 mV y un tiempo de conversión de 17.5 ns. Finalmente, se muestran sus capacidades en la adquisición de espectros de emisión de una lámpara de mercurio, de fluorescencia para tres muestras de colorantes orgánicos (Rodamina 6G, Rodamina B y de Oxazina 4).

## INTRODUCCIÓN

La detección y el conteo de fotones (también, de partículas elementales) se implementan en observatorios astronómicos, experimentos de física de alta energía, equipos de diagnóstico del cáncer, equipos de observación de transitorios de fluorescencia en proteínas y en sistemas espectroscópicos para la caracterización de materiales. Con más de 100 años desde su uso en experimentos de identificación de partículas gamma, sus usos siguen creciendo con el paso del tiempo. Recientemente, la detección de muy bajos niveles de luz ha encontrado nuevas aplicaciones en la espectroscopía de los terahertz, la imagenología médica y la inspección de nanopartículas. El análisis químico integrado al Internet de las Cosas (en inglés, *Internet of Things*) podría hacer más accesible la instrumentación espectroscópica (Johnson, 30.05.2014), al promover el uso de *hardware* y *software* abiertos, bases de espectros gratuitas en Internet, la elaboración de su carcasa en una impresora 3D, y la facilidad para reemplazar y mejorar sus módulos internos.

En los últimos 10 años, ha habido un replanteamiento de los procedimientos para la detección y el conteo de fotones debido a los requerimientos de menor costo, menor tamaño, menor consumo energético y mayor escalabilidad, tanto para experimentos académicos como en procesos industriales. Las mejoras orientadas a cumplir los requerimientos exigidos se rigen ahora por el cambio de paradigma de procesamiento de señales analógico a uno digital, gracias a dos factores: el avance de las prácticas y normas electrónicas para el manejo de las señales de alta velocidad con un bajo ruido electrónico generado, y los beneficios económicos que trae la ley de Moore en los semiconductores (Courtland, 2013). Estos cambios generan un impacto positivo en las empresas, grupos de investigación y aficionados, al hacer más accesible la caracterización espectroscópica de casi cualquier tipo de muestra.

La motivación técnica de las mejoras mencionadas surge en el interés por no sólo estimar la duración de un pulso de corriente, también su amplitud y tasa de repetición con el fin de reconstruir su forma. Hasta el momento, se conocen varios esquemas de digitalización y validación de pulsos para instrumentación nuclear (Ugur, Koenig, Michel, Palka, & Traxler, 2013) (Wu, Odeghe, Stackley, & Zha, 2011) (Wu, 2013), uno para espectroscopía LIDAR (Vyhlídal et al., 2011), otro para sistemas de comunicaciones (Farr, Gin, Nguyen, Itzler, & Campbell, 2009), y uno más para espectroscopía Raman y de fluorescencia (Yuan, Zhang, Wu, & Zaghloul, 2012). El desarrollo de estos esquemas implicará que la autocalibración del sistema y la detección automática de fallas en diversos módulos del mismo (sin recurrir a dispositivos como osciloscopios o analizadores de espectros) serán una especificación opcional que ahorra tiempo de diagnóstico y mantenimiento de equipos, que a su vez coincide con el auge de los equipos automáticos de pruebas (en inglés, ATE, *Automatic Test Equipment*) y las pruebas realizadas internamente (en inglés, *Built-in Self-Testing*) (Stoppa et al., 2011). Así mismo, van más allá de la instrumentación electrónica, incorporando mejoras en el montaje óptico. Ahora, se consideran mecanismos más eficientes para la recolección de luz con fibra óptica y con redes de difracción más precisas

(Li & Deen, 2014). De este modo, la tendencia de miniaturización promueve el diseño y la implementación de módulos ópticos y electrónicos de menor tamaño, menor costo, menor consumo energético y mayor escalabilidad (Michalet et al., 2013) (Blacksberg, Maruyama, Charbon, & Rossman, 2011) (Cova & Ghioni, 2011), reutilizables para diferentes técnicas espectroscópicas y susceptibles de mejorar continuamente para reducir el riesgo de obsolescencia tecnológica. Los resultados de dicha tendencia también han permitido el inicio del desarrollo de sistemas para la enseñanza de la óptica (Gamari et al., 2014) y de espectrómetros portátiles (Cletus et al., 2012) (Li & Church, 2014) (Vítek et al., 2012), lo cual conlleva a la futura adaptación de la espectroscopía a más procesos productivos de la economía, en los segmentos de defensa, agricultura y salud (Li & Church, 2014) (López-López & García-Ruiz, 2014) (Devpura et al., 2014).

Sin embargo, la extensión del uso de la caracterización óptica de muestras mediante espectroscopía Raman y espectroscopía de fluorescencia se ha visto limitada en el país, e incluso América Latina, debido a diferentes causas. Existen limitaciones económicas, tecnológicas y de conocimiento que las sustentan. En primer lugar, el alto costo de adquisición (\$15.000 hasta \$250.000 USD FOB) y mantenimiento de los espectrómetros hacen a las técnicas de caracterización menos accesibles al estar fuera de los presupuestos regulares de numerosos grupos de investigación. Los módulos también se incluyen, ya que abarcan un rango muy amplio de precios (\$2.000 a \$150.000 USD FOB). En segundo lugar, los componentes electrónicos de alta velocidad no habían alcanzado niveles más bajos de ruido electrónico hasta la presente década, como un resultado de las exigencias de las normas de compatibilidad e interferencia electromagnética en la miniaturización de componentes electrónicos. En tercer lugar, la falta de experiencia en la integración de conocimientos en instrumentación espectroscópica, integridad de señal, microelectrónica y física del estado sólido impiden el desarrollo de metodologías apropiadas para llevar a cabo el diseño y la construcción de espectrómetros completos, incluyendo los módulos que lo conforman.

Pese a las dificultades mencionadas, América Latina sigue la tendencia que hasta ahora países más desarrollados experimentan. En Brasil, se han desarrollado sistemas de control para la adquisición de espectros basados en FPGA (Araujo Ferraz, 2012) (Leite, 2006) (Oliveira, 2013). En Colombia, hay un historial de diseño y construcción de dispositivos instrumentales de gran complejidad para espectroscopía Raman, de fluorescencia y Mössbauer. Hasta ahora, los desarrollos completos en equipos que conforman los sistemas corresponden a monocromadores (Aperador, Vera, & Duran, 2004), analizadores multicanal (Hernández, 2005) y sistemas para espectroscopía Mössbauer (Velásquez et al., 2005). En paralelo, los desarrollos de circuitos electrónicos para el procesamiento de señales en espectroscopía Raman y de fluorescencia se ven la producción académica del Grupo de Óptica y Espectroscopía (Del Valle, 2004) (Pérez, Reyes, López, Tobón, & Velásquez, 2005) (Pérez et al., 2007) (Pérez, Reyes, López, Tobón, & Velásquez, 2005) (Pérez et al., 2007) (Correa, M. del M., 2012).

En el Grupo de Óptica y Espectroscopía (GOE), las líneas de Propiedades Ópticas de los materiales y Espectroscopía han incursionado en la elaboración de nanoestructuras de carbono, la cual tiene tres procesos clave iterativos: la simulación, la síntesis y la caracterización vibracional. La caracterización vibracional de cualquier muestra requiere de espectrómetros infrarrojo y Raman. La universidad cuenta con el primero pero carece del segundo. La experiencia del GOE muestra que construir, verificar y optimizar circuitos electrónicos de procesamiento analógico y digital de señal de fotodetector es una tarea ardua, por lo que han existido dificultades en la obtención de espectros fiables de cualquier tipo. Por sí sola, la discriminación por umbrales constantes de voltaje constantes no permite distinguir la señal del fotodetector en presencia de un ruido electrónico significativo o perturbaciones de línea de alimentación. Además, sus condiciones de operación se alteran significativamente si el procesamiento analógico previo es defectuoso o si el montaje óptico no está óptimamente alineado. Los circuitos analógicos como los preamplificadores son muy susceptibles al envejecimiento de los mismos componentes electrónicos y al acople de impedancia entre su salida y la entrada a un discriminador. Por consiguiente, se abandonó la idea de continuar el desarrollo del esquema de discriminación convencional por umbrales constantes de voltaje y se prefirió elaborar un sistema de procesamiento de señal refinado con el que se pudieran compensar las deficiencias del montaje y se lograra repetitividad de los resultados arrojados por los dispositivos electrónicos.

A través del aprendizaje continuo y las iteraciones para diseñar mejores circuitos electrónicos, se inició el manejo de técnicas electrónicas disruptivas para el procesamiento de señales bajo paradigmas digitales, a partir de los productos reportados por M. del M. Correa y sus dos períodos consecutivos como Joven Investigador de Colciencias (2013-2014). Al concluir estas experiencias, la etapa de acondicionamiento analógico de señal funcionó de manera óptima y la etapa de procesamiento digital necesitó fortalecerse en los fundamentos que conciernen a su caracterización y calibración. Así, el presente trabajo de maestría se ciñe a la optimización del sistema de discriminación y digitalización de pulsos, así como la descripción matemática e implementación de los algoritmos necesarios para la caracterización de los dispositivos electrónicos usados y del montaje en general con el que se tomarán espectros en el dominio de la frecuencia. A través de la caracterización y optimización de la arquitectura óptica y electrónica propuesta, se pretende obtener las figuras de desempeño del conversor de tiempo a digital y proponer un procedimiento de calibración de la arquitectura y de corrección de los espectros tomados.

Este trabajo pretende fortalecer tanto la investigación en las áreas de nano materiales y sensores ópticos para la Universidad Pontificia Bolivariana. Se espera que la instrumentación desarrollada contribuya a futuro en la adquisición de espectros Raman de muestras de óxidos de hierro de proyectos anteriores en el GOE, y de nanoestructuras de carbono sintetizadas por diferentes grupos de investigación. A un plazo mayor, la versatilidad del conteo de fotones puede abrir nuevas posibilidades de investigación en otros campos, desde la detección de señales débiles y eventos ultrarrápidos que no hayan podido ser procesados correctamente por técnicas convencionales.

## CAPÍTULO 1

### 1. FUNDAMENTOS DE CONTEO DE FOTONES EN ESPECTROSCOPIA

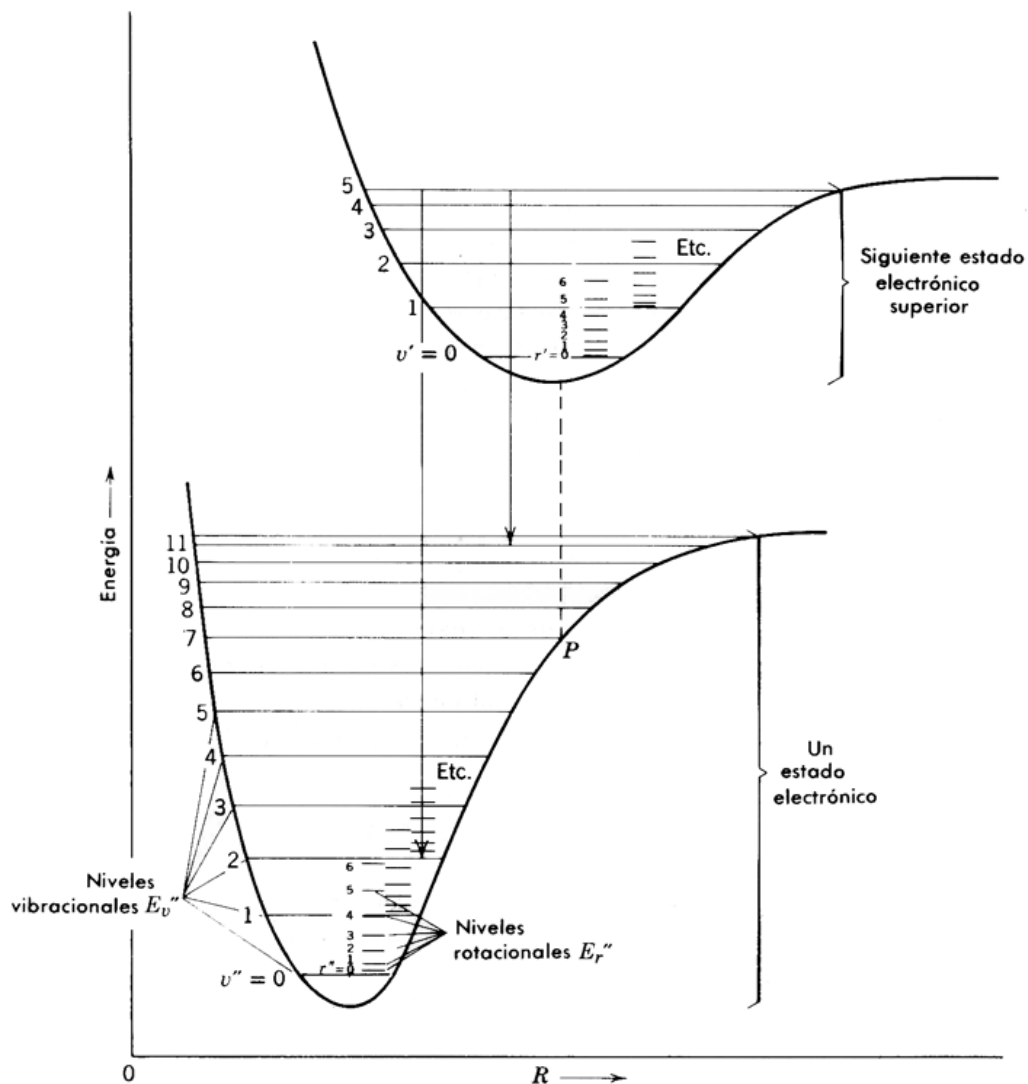
#### 1.1. Espectroscopía Raman y de fluorescencia

Las transiciones entre estados de energía cuánticos en moléculas pueden ser clasificadas en tres componentes asociadas con el movimiento de los electrones, las vibraciones de los núcleos atómicos constituyentes alrededor de sus respectivas posiciones de equilibrio y la rotación de las moléculas pensadas como sistemas rígidos. Energéticamente, las transiciones entre estados electrónicos involucran fotones con longitudes de onda en la región visible o ultravioleta, dentro de las cuales se destaca la fluorescencia; las transiciones vibracionales pertenecen al infrarrojo y rotacionales a las microondas. Las transiciones vibracionales se estudian con las espectroscopías Raman y de absorción infrarroja, así como con las técnicas de esparcimiento inelástico de neutrones y de fluorescencia. La espectroscopía Raman se basa en el efecto que lleva su mismo nombre, un tipo de esparcimiento o difusión multidireccional inelástico (*scattering*, en inglés) de fotones por moléculas o fonones. En el esparcimiento Raman, ambos fenómenos pueden estudiarse de dos formas: una, en el dominio de la frecuencia utilizando una fuente de excitación continua o pulsada y analizando la distribución espectral de la luz esparcida con un espectrómetro; otra, en el dominio del tiempo utilizando una fuente de excitación pulsada (con ancho de pulso de los femtosegundos a los nanosegundos) y midiendo la duración de la relajación de la luz emitida a una longitud de onda dada, generalmente la que corresponde al máximo de intensidad de la emisión de fluorescencia. Un fotón colisiona con una molécula o un fonón, lo cual genera el paso a un estado excitado virtual en la absorción y emisión, para luego regresar a un estado diferente. Esto genera una desviación en la trayectoria y cambio de longitud de onda de los fotones esparcidos con respecto a los incidentes. La fluorescencia y el efecto Raman aportan información valiosa acerca de la estructura y comportamiento de hasta una sola molécula y permite distinguir sustancias que tengan la misma fórmula química.

La distinción entre el efecto Raman y de fluorescencia, sin importar las dos vías, se observa desde la obtención del espectro: los pulsos del efecto Raman son espectralmente muy estrechos y mucho menos intensos, con el mismo desplazamiento de frecuencia entre ellos, mientras que el espectro de una fluorescencia o un esparcimiento Rayleigh consta de un pulso mucho más ancho e intenso que se presenta en un intervalo de longitudes de onda. La fluorescencia aparece como un pico espectral mucho más ancho, el cual denota un efecto resonante en la molécula o fonón.

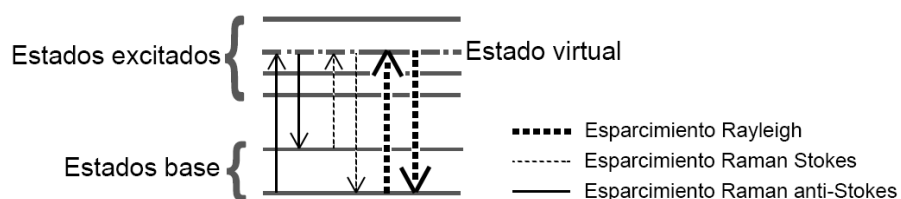
La probabilidad de obtener un fotón que corresponda al efecto Raman es de uno de cada  $10^{-3}$  de  $10^{-6}$  fotones esparcidos. Por lo tanto, el efecto Raman es mucho menos intenso que el esparcimiento Rayleigh, y conlleva diversos desafíos en la instrumentación espectroscópica, entre ellos la detección y el conteo de fotones, que parte de la necesidad de generar una respuesta electrónicamente apreciable ante un único fotón. Este mismo

desafío ocurre en experimentos de física de alta energía, en los que se necesita identificar diversas partículas elementales en tubos fotomultiplicadores que usan centelleadores plásticos o placas microcanal.



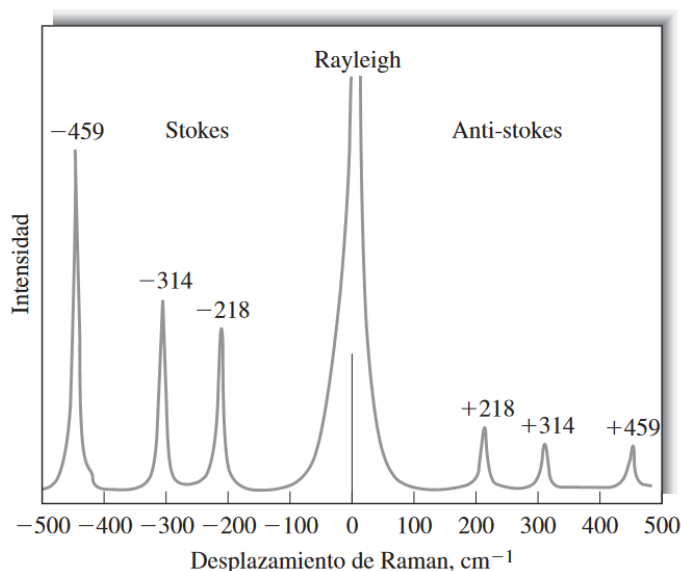
**Figura 1.** La energía molecular como función de la separación internuclear para dos estados electrónicos. Cada estado electrónico posee su propio conjunto de niveles vibracionales, y cada nivel vibracional posee su propio conjunto de niveles rotacionales.

**Fuente:** EISBERG y RESNICK, Física cuántica: Átomos, moléculas, sólidos, núcleos y partículas. Ciudad de México: Limusa-Wiley. 2006. p. 500.



**Figura 2.** Diferencias entre los tipos de esparcimiento.

**Fuente:** CORREA, M. del M. Instrumentación y control de un sistema espectroscópico para espectroscopía Raman y de fluorescencia. [Trabajo de pregrado]. Medellín, Colombia: Universidad Pontificia Bolivariana, 2012, p.6.



**Figura 3.** Espectro del tetracloruro de carbono ( $\text{CCl}_4$ ). Antes usado como refrigerante, disolvente de grasas, plaguicida y fungicida; ahora prohibido por su toxicidad y daños a la capa de ozono.

**Fuente:** SKOOG. Principios de análisis instrumental. Sexta edición. México: Cengage Learning Editores. 2008. p. 482.

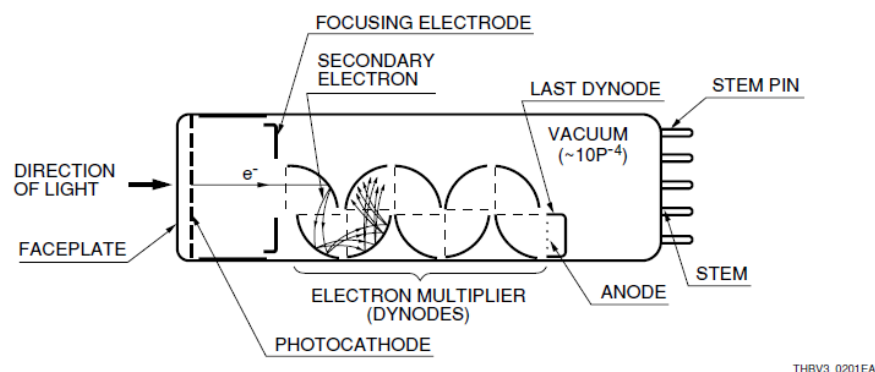
## 1.2. Características de los fotodetectores pulsados

Un fotodetector de alta sensibilidad (Tabla 1) como el tubo fotomultiplicador (PMT), diodo de avalancha (APD) o el diodo de avalancha de un único fotón (SPAD), actúa como un amplificador óptico que transduce pequeñas cantidades de luz como un fotón o una ráfaga de ellos en un pulso de corriente que puede ser procesado por circuitos electrónicos. El tipo de fotodetector a usar (PMT) consta de una ventana, un fotocátodo de álcali, un electrodo acelerador y concentrador, una cadena de dínodos y un ánodo (Fig. 4). La luz pasa por la ventana y logra arrancar electrones del fotocátodo mediante el efecto fotoeléctrico. En la presencia de un campo eléctrico fuerte generado por la conexión a una fuente de alto voltaje, los fotoelectrones generados se dirigen a un electrodo acelerador para enfocarlos hacia en el primer dínodo, a partir del cual se produce la multiplicación de electrones

denominada como emisión secundaria. Por lo tanto, el efecto fotoeléctrico y la emisión secundaria constituyen los principios físicos de la amplificación óptica de corriente eléctrica en los tubos fotomultiplicadores. Por aparte, el efecto fotoeléctrico no se presenta de igual forma en los fotocátodos de álcali que en los semiconductores que se encuentran en los diodos de avalancha. Los fotoelectrones en la banda de valencia de los álcalis se emiten al vacío, mientras que para los semiconductores, los fotoelectrones se excitan en la banda de conducción del material. El principio de funcionamiento de los diodos de avalancha es el de la corriente generada en una unión p-n polarizada inversamente por la radiación incidente, en materiales como arseniuro de galio, silicio y germanio dopados con otros elementos. Así, los APD operan en un modo lineal como un amplificador, mientras que los SPAD operan como un APD en saturación, mejor conocido como modo Geiger o de disparo.

|      | Eficiencia cuántica | Sensibilidad lumínica (A/W)       | Ganancia        | FWHM (ns) | Tiempo muerto (ns) | Corriente oscura (nA) | Cuentas oscuras (cps) | V (kV)    |
|------|---------------------|-----------------------------------|-----------------|-----------|--------------------|-----------------------|-----------------------|-----------|
| PMT  | 0.25-0.5            | $1 \times 10^4$ - $1 \times 10^7$ | $10^6$ - $10^8$ | 0.01-10   | 0.1-50             | <1nA                  | 5-50                  | 1000-3000 |
| APD  | 0.2-0.8             | $0.1$ - $10^3$                    | $10^1$ - $10^3$ | 10        | 100                | >10nA                 | < $1 \times 10^6$     | 100-1000  |
| SPAD | 0.5                 | $1 \times 10^4$ - $1 \times 10^7$ | $10^4$ - $10^8$ | 10        | 100                | >10nA                 | 10-200                | 100       |

**Tabla 1.** Comparación entre los tres tipos de fotodetectores pulsados.



**Figura 4.** Esquema de un tubo fotomultiplicador.

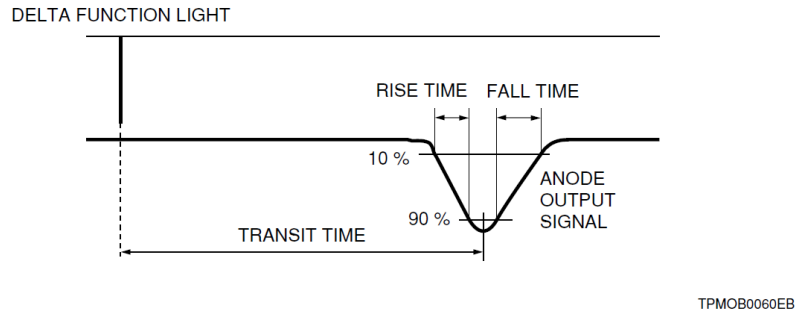
Fuente: HAMAMATSU PHOTONICS, INC. Photomultiplier tubes: Basics and Applications. p. 13.

### 1.3. Forma de onda de la señal del tubo fotomultiplicador

Dada la naturaleza aleatoria del proceso de amplificación electrónica en un tubo fotomultiplicador o diodo de avalancha, la corriente de respuesta ante un único fotoelectrón tiene una fluctuación de tiempo y amplitud que no puede ignorarse. Esto, debido a que no todos los fotoelectrones se amplifican correctamente en la cadena de dínodos de un tubo

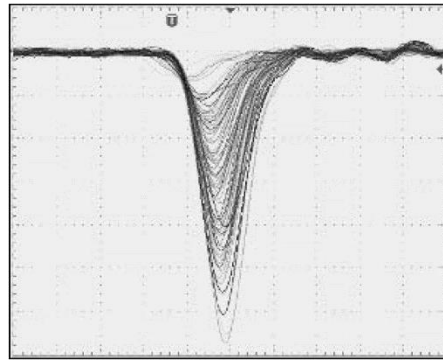


fotomultiplicador. Entonces, las formas de onda teórica y real difieren principalmente en la fluctuación de la amplitud (en inglés, *amplitude jitter*) y las ondas que se muestran luego del pulso principal, efecto denominado pospulso (*afterpulsing*, en inglés). Para la instrumentación nuclear, a menudo es necesario conocer los valores de amplitud en una forma precisa. Para el conteo de fotones en el dominio de la frecuencia, es más relevante la estimación del rango de amplitudes que toma el pulso, su rango de anchos temporales y el tiempo en el que aparece luego de la detección del haz de luz láser en un fotodetector auxiliar.



**Figura 5.** Forma de onda teórica de los pulsos de corriente en el ánodo del tubo fotomultiplicador.

**Fuente:** HAMAMATSU PHOTONICS, INC. Photomultiplier tubes and related products. p. 10.



**Figura 6.** Forma de onda real de los pulsos de corriente en el ánodo del tubo fotomultiplicador.

**Fuente:** BECKER, W. Advanced Time-Correlated Single Photon Counting Techniques. Berlín: Springer, 2005. p. 223.

Luego, la expresión de la forma de onda para un pulso de un PMT se obtiene a partir de su modelamiento como un circuito capacitivo (Wright, 2003). Así, la forma de onda de un pulso es la siguiente:

$$i(t) = \frac{-eG}{\tau} e^{\frac{-t}{\tau}} \quad (1)$$

donde  $-e$  es la carga del electrón,  $G$  es la ganancia máxima del PMT y  $\tau$  es el tiempo de bajada del pulso, el cual es aproximadamente 2.5 veces su tiempo de subida.

A través de una resistencia  $R$  de carga en paralelo con un capacitor  $C$  o de realimentación en un amplificador operacional de transimpedancia, el voltaje que pasa a través de ella se escribe como:

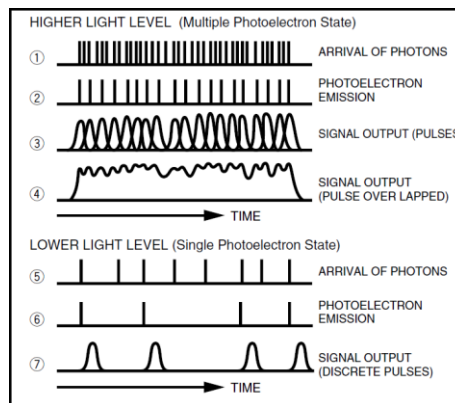
$$V_o = \frac{-eGR}{(\tau_1 - \tau)} \left[ e^{\frac{-t}{\tau_1}} - e^{-t/\tau} \right] \quad (2)$$

con  $\tau_1 = RC$ . Entonces, se puede afirmar que la salida de muchos pulsos es una familia de biexponenciales: una exponencial para el tiempo de subida y otra para el tiempo de bajada. En instrumentación nuclear, este modelo ayuda a reconstruir la forma de la señal al obtener los parámetros de  $\tau_1$ ,  $\tau$  y  $G$  (Xi et al., 2013). En espectroscopía Raman y de fluorescencia, existirían muchas formas de onda para reconstruir, situación que sería dispendiosa debido a la forma de onda mostrada en Fig. 6. Por esta razón, se obtienen unos rangos válidos para los parámetros mencionados que un circuito de decisión puede usar para distinguir los pulsos del ruido electrónico de fondo o de rayos cósmicos. En este trabajo, se elaboró un discriminador de ventana cuyos criterios de selección son la amplitud del pulso y la duración sobre un umbral de voltaje.

#### 1.4. Técnica del conteo de fotones

Hay dos maneras de interpretar las señales del fotodetector pulsado (Becker, 2005, pp. 4-5) :

1. Una forma de onda superpuesta sobre la corriente oscura generada por el ruido de disparo de los fotones (Fig. 7, 1 a 4).
2. Secuencia aleatoria de pulsos que se originan a partir de la amplificación electrónica de fotones individuales (Fig. 7, 5 a 7).



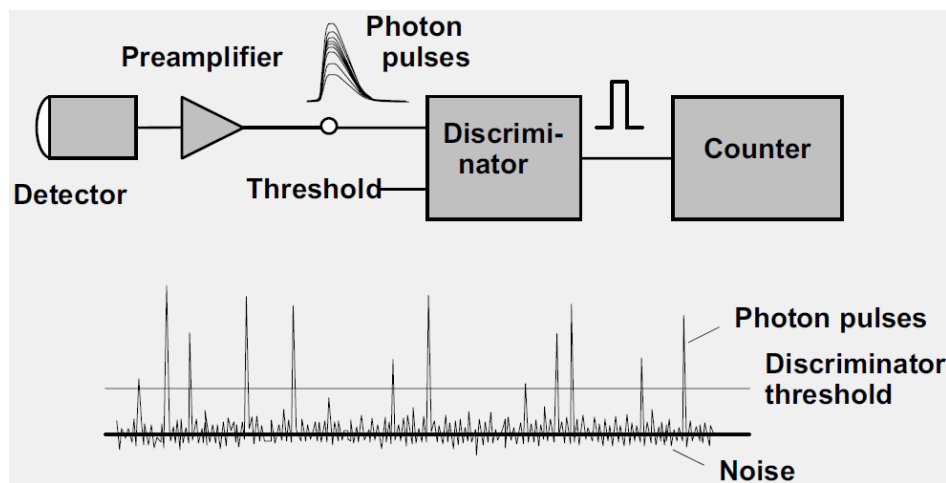
**Figura 7.** Formas de apreciación de la corriente de tubo fotomultiplicador.

Fuente: HAMAMATSU SALES, INC. Photon counting using photomultiplier tubes. p. 2.

La primera forma da lugar al registro analógico de la señal, el cual fue abarcado durante el trabajo de pregrado para un fotodetector de respuesta continua. La segunda forma da lugar a una secuencia de pulsos, cada uno de los cuales en principio está asociado a un único fotón incidente en el fotocátodo. De este modo, es posible el conteo de fotones. Así, la segunda forma es el enfoque de este trabajo de maestría. En espectroscopía, la medición de pulsos en lugar de corrientes continuas representa las siguientes ventajas: reducción de la corriente oscura, aumento de la relación señal a ruido, aumento de la sensibilidad electrónica y menor susceptibilidad ante cambios de temperatura y voltaje.

La resolución temporal del conteo de fotones no está limitada por la corriente de respuesta ante un único fotoelectrón  $I_{SER}$ , sino por la resolución temporal del discriminador a la entrada de electrónica del conteo de fotones, de tal modo que pueda apreciar las fluctuaciones temporales y de amplitud del pulso, así como su tiempo de tránsito de electrón. Por esta razón, el conteo de fotones se fortalece en el procesamiento digital de la señal, dado que éste puede tener una alta resolución temporal y bajo tiempo muerto de codificación en un resultado aceptable para el usuario.

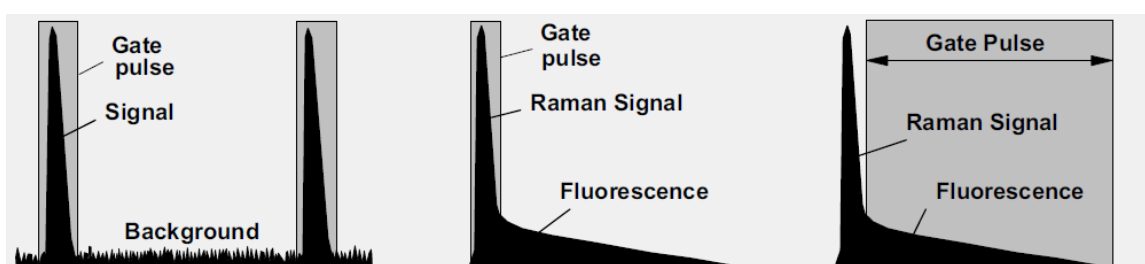
La forma más sencilla de implementar el conteo de fotones para técnicas espectroscópicas usando un láser continuo consiste en el uso de un discriminador de nivel constante. Éste consiste en un circuito basado en comparadores para la validación de pulsos por su amplitud. Los pulsos salientes del preamplificador se comparan con dos umbrales: uno inferior y otro superior, o el inferior en su defecto. El umbral inferior se ajusta para descartar el ruido electrónico de fondo, y el umbral superior se ajusta para descartar rayos cósmicos u otros pulsos que pueden provenir de la interferencia electromagnética de aparatos cercanos. Luego, los pulsos validados se cuentan. Así, se recolectan cuentas válidas por cada longitud de onda seleccionada, y finalmente se obtiene un espectro.



**Figura 8.** Conteo de fotones en estado estable. Esquema clásico para el conteo de fotones bajo técnicas espectroscópicas en el dominio de la frecuencia.

**Fuente:** BECKER, W. Advanced Time-Correlated Single Photon Counting Techniques. Berlín: Springer, 2005. p. 11.

Sin embargo, este esquema presenta limitaciones cuando las muestras exhiben efecto Raman y fluorescencia simultáneamente. A la vista del esquema clásico, todos los pulsos de Raman y fluorescencia serán válidos sin importar su duración, desde que superen el umbral de amplitud. Sólo en la espectroscopía resuelta en el tiempo, es posible distinguirse el origen fenomenológico del fotón mediante un láser pulsado y un dispositivo que capture eventos ultrarrápidos, como un discriminador de fracción constante o un conversor de tiempo a digital (TDC), que permita hallar su duración y tiempo de llegada. También, cuando las muestras tienen una sección de esparramiento de baja eficiencia, de tal modo que la señal del PMT se atenúa. Dependiendo de la sensibilidad del fotodetector y los componentes electrónicos usados, es posible que ningún pulso sea contado, al hacerlo más difícil de distinguir del ruido electrónico de fondo o el mismo pospulso.



**Figura 9.** Efectos de fluorescencia y Raman simultáneos.

**Fuente:** BECKER, W. *Advanced Time-Correlated Single Photon Counting Techniques*. Berlín: Springer, 2005. p. 13.

Las deficiencias anteriores han sido tratadas en otras técnicas de conteo de fotones existentes que involucran algún tipo de discriminación temporal mediante discriminadores de tiempo a amplitud o discriminadores de fracción constante. Se destacan los esquemas de conteo de fotones por compuerta, conteo de fotones por analizadores multicanal y conteo de fotones correlacionado con el tiempo (Becker, 2005, pp. 12-25). No obstante, persiste la búsqueda de hacer más eficiente la discriminación para que ningún pulso pase de ser analizado. Esto lleva a pensar en otros esquemas más refinados, que incluso pueden aplicarse a técnicas espectroscópicas en el dominio de la frecuencia.

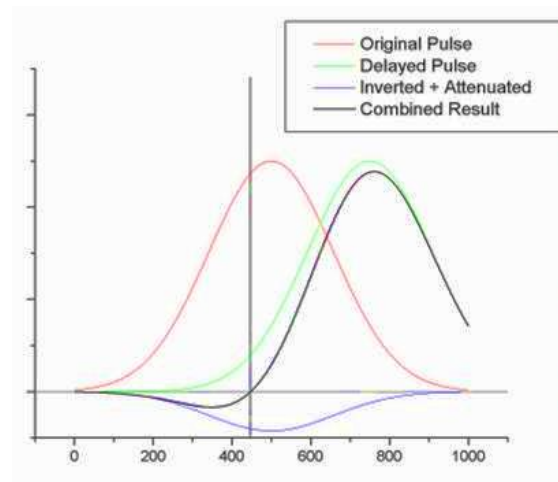
### 1.5. Esquemas de digitalización y discriminación existentes

La instrumentación espectroscópica se ha beneficiado de los avances del procesamiento de señales de fotodetectores en experimentos de identificación de partículas elementales en calorimetría, tomografía de emisión de positrones y detección de neutrones. En estos experimentos de física de alta energía, la discriminación se refina ostensiblemente para interpretar los parámetros del pulso como la amplitud, duración, tasa de repetición, e incluso, la forma de la onda. Estos parámetros se obtienen mediante esquemas de discriminación y digitalización. Antes de continuar, vale la pena hacer la distinción entre ambos: la discriminación consiste en la selección de pulsos de acuerdo con un criterio de amplitud o tiempo sobre umbral; y la digitalización es la medición de uno o más atributos del pulso, como la amplitud y el ancho.

Los esquemas de discriminación y digitalización permiten reconstruir la forma de onda de un pulso por métodos *a priori* o los acercamientos a otros dispositivos como tal. Por *a priori*, se entiende que los parámetros prácticos se ajustan a modelos como el de la familia de biexponenciales explicado previamente. Por acercamiento a un dispositivo como un ADC o amplificador *lock-in*, se entiende que no se trata de hacer el esquema completo. En su lugar, es una implementación simplificada con los elementos suficientes para procesar una señal de una forma de onda ya conocida.

### 1.5.1. Discriminadores de fracción constante

Consiste en la selección de pulsos de duración constante y amplitud variable que alcanzan una determinada fracción  $f$  ( $0 < f < 1$ ) de su valor pico en un mismo instante de tiempo. Este esquema produce una señal de salida a un tiempo ajustado luego de que el flanco de subida haya alcanzado una fracción constante del pico del pulso. Este punto es independiente de la amplitud del pulso para todos los pulsos con la misma forma. Entonces, los pulsos dentro de un rango amplio de amplitudes pueden ser validados sin importar la fluctuación (en inglés, *jitter*) ni la desviación (en inglés, *walk*) temporales.



**Figura 10.** Discriminación por fracción constante.

**Fuente:** Facultad de Matemáticas y Ciencias Físicas. Universidad de Leeds. [En línea] Disponible en: <http://www1.chem.leeds.ac.uk/PICNIC/picnic%20pictures/photek2.jpg>

Un discriminador de fracción constante funciona de acuerdo a estos pasos:

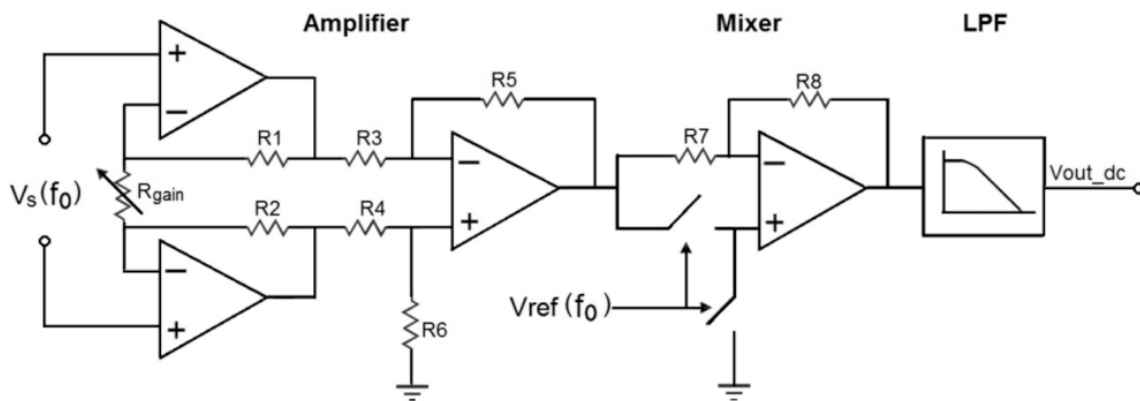
1. Multiplicar la salida amplificada por una fracción  $f$  con un atenuador
2. Invertir la salida multiplicada y agregarle un retardo por un tiempo mayor al de subida
3. Sumar las señales producidas en los pasos 1 y 2

4. Detectar el cruce por cero de la señal producida en el paso 3. Éste es independiente para la amplitud del pulso y es el instante en el que la señal alcanza la fracción  $f$ .

Por su funcionamiento, este esquema es idóneo para técnicas espectroscópicas que requieren estimar la duración y el tiempo de llegada de un pulso sin hallar su amplitud. Es el más usado en la espectroscopía de fluorescencia resuelta en el tiempo y la espectroscopía de correlación de fluorescencia.

### 1.5.2. Aproximación al amplificador *lock-in*

El amplificador *lock-in* es una técnica que se usa para hallar la amplitud de un armónico de interés en una señal que generalmente está inmersa en una gran cantidad de ruido electrónico. El principio de este amplificador consiste en el rechazo del ruido electrónico en todas las frecuencias excepto en la frecuencia de interés por el uso de una técnica de detección sensible a la fase (en inglés, *phase-sensitive detection*), generalmente implementada a través de varias etapas de filtros analógicos. Esta técnica permite escoger una componente específica de la señal con una frecuencia y fase dadas. La versión digital de este amplificador incluye el uso de un ADC de alta sensibilidad y filtros digitales implementados en procesadores digitales de señales (en inglés, *digital signal processor*) diseñados para desarrollar operaciones numéricas a altas velocidades.

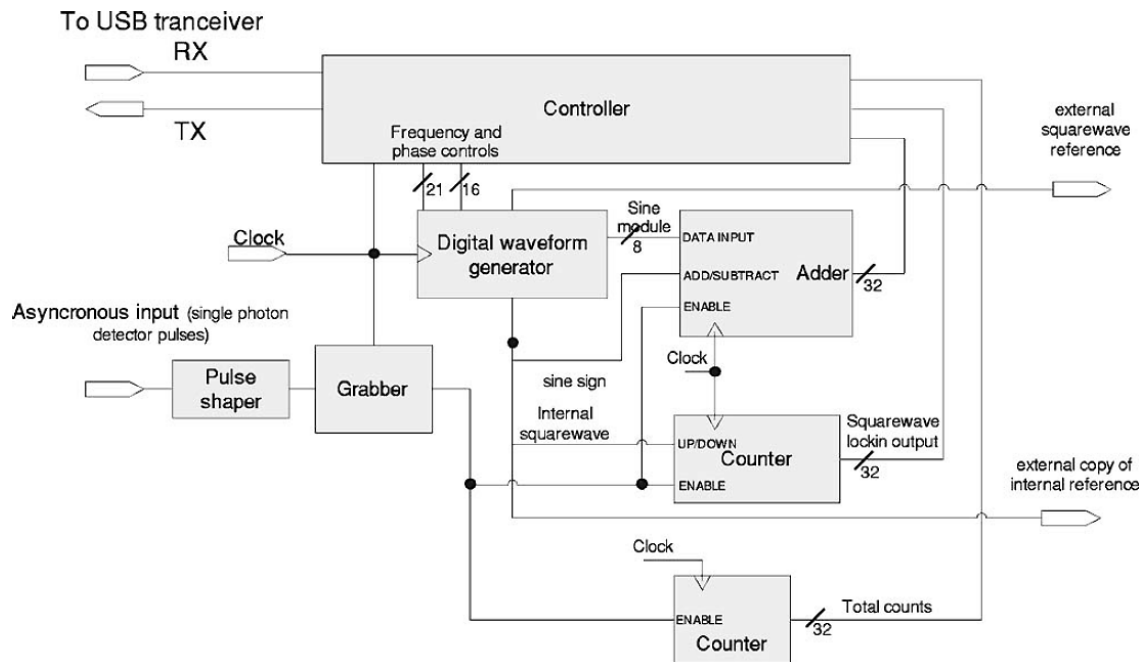


**Figura 11.** Esquema típico de detección de fase en un amplificador *lock-in*.

**Fuente:** MAYA-HERNÁNDEZ, P. M. et al. (2014). An integrated Low-Power Lock-in Amplifier and Its application to Gas Detection. *Sensors*, 14(9), 15880-15899; doi:10.3390/s140915880

Un esquema elaborado por investigadores del Politécnico de Milán (Restelli, Abbiati, & Geraci, 2005) permite seleccionar pulsos digitales provenientes de un SPAD por medio de algoritmos implementados en un DSP interno a la FPGA. Cabe mencionar que no existe un ADC en su arquitectura. Como ventaja, este método no requiere de circuitos externos como comparadores y líneas de transmisión que agregan retardos, a diferencia del discriminador de fracción constante. Como desventaja, no se puede hallar la amplitud ni la fase de un

pulso por esta arquitectura. No obstante, esta técnica se podría explorar más e implementar con mayor rigor si se usara un ADC ultrarrápido basado internamente en TDC junto con una FPGA que procese los resultados. Actualmente, el ADC más novedoso del fabricante Analog Devices (Analog Devices Inc., 2016) es monocanal, de 12 bits, con un ancho de banda de 3.2 GHz y un rendimiento de  $2.5 \times 10^9$  muestras/s, sería apto para su uso en cualquier técnica espectroscópica cuya fenomenología tenga lugar en el orden de los nanosegundos y picosegundos.



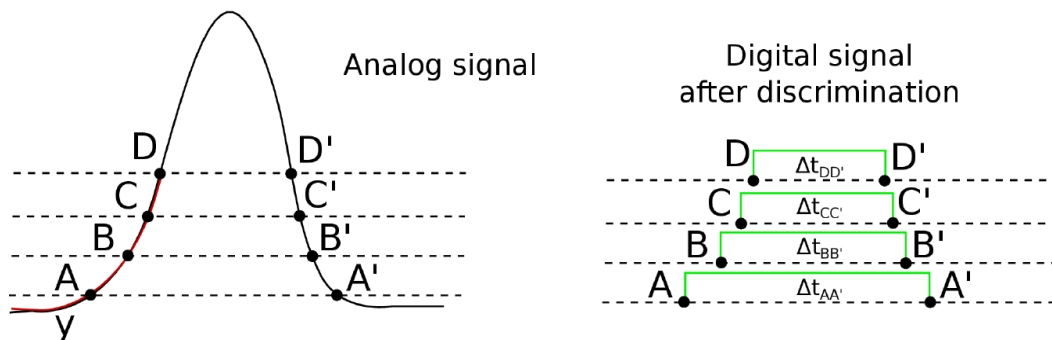
**Figura 12.** Esquema de bloques del amplificador *lock-in* basado en lógica programable.

**Fuente:** Restelli, A., Abbiati, R., & Geraci, A. (2005). Digital field programmable gate array-based lock-in amplifier for high-performance photon counting applications. *Review of Scientific Instruments*, 76(9), 093112. doi:10.1063/1.2008991

### 1.5.3. Discriminación de tiempo sobre umbral

Este esquema también se conoce como “el ADC del pobre”. El ADC mencionado de Analog Devices cuesta a la fecha US \$735. Sin embargo, los costos del diseño de un circuito impreso apto para este componente y una FPGA capaz de procesar sus resultados son mucho mayores. Además, sólo se podría procesar un canal. Claramente, no sería un sistema de discriminación y digitalización apto para el procesamiento de señales de cientos o miles de detectores en un experimento de física de alta energía. Por factores de costo, consumo energético, espacio físico, escalabilidad y problemas de integridad de señal, el CERN se convirtió en el pionero y referente del desarrollo del discriminador de tiempo sobre umbral (en inglés, *time-over-threshold discriminator*) y de los TDC. Los resultados de numerosas investigaciones dieron lugar a productos como los componentes electrónicos HPTDC (Christiansen, 2006) y NINO (Del Castillo, s.f.), hace diez años.

Este esquema consiste en medir la duración de pulso una vez supere un determinado umbral de voltaje. A través del mismo, se pueden estimar la amplitud y el ancho de un pulso. Para implementarlo, se necesita de un TDC, un DAC (que genera el umbral de voltaje constante) y un discriminador de nivel constante. A excepción del DAC, estos componentes electrónicos se pueden implementar en una FPGA, razón por la cual este esquema es más económico. Si la forma de onda es constante y no presenta fluctuación significativa, se pueden usar métodos *a priori* para reconstruir la señal (Xi et al., 2013) (Pałka et al., 2014). El trabajo de M. Pałka se destaca por el uso de hasta cuatro umbrales fijos y por esto se le ha sido concedida una patente de invención (WO 2015028600 A1, 2015). De los esquemas mencionados, se opta por la discriminación por umbral de tiempo. A través de este esquema, se puede procesar la señal del tubo fotomultiplicador aún si hay un pospulso notable.



**Figura 13.** Reconstrucción de forma de onda a partir de diversos umbrales y sus respectivos intervalos de tiempo.

**Fuente:** PAŁKA, M. et al (2013). A novel method of measurement of time and amplitude of analog signals based solely on FPGA units. En: Symposium on Positron Emission Tomography, Cracovia, Polonia. [En línea] Disponible en: <http://koza.if.uj.edu.pl/pet-symposium-2013/talks/17.pdf>

#### 1.5.4. Aproximaciones a los ADC

Si en el esquema anterior se cambiara el DAC que genera un umbral de voltaje constante por un generador de rampa, se estaría implementando un esquema que se podría muestrear una señal de forma arbitraria. Así, este esquema modificado se aproxima a un ADC de pendiente única o un ADC de modulación por posición de pulsos. En la primera aproximación, los circuitos pasabajos y de ajuste y retención se fusionan con un integrador RC cuya salida pasa a un comparador. El trabajo de Wu (Wu et al., 2011) usa este enfoque. En la segunda aproximación, los trabajos de (Naraghi, Courcy, & Flynn, 2010) (Ugur et al., 2013) (Wu, 2013), los circuitos pasabajos y de ajuste y retención se fusionan con un generador de rampa de crecimiento lento (a una tasa de varios MHz), y la señal resultante se modula con la señal a medir. Hasta ahora, este sistema sólo se ha implementado para experimentos de física de alta energía y sistemas de telecomunicaciones.



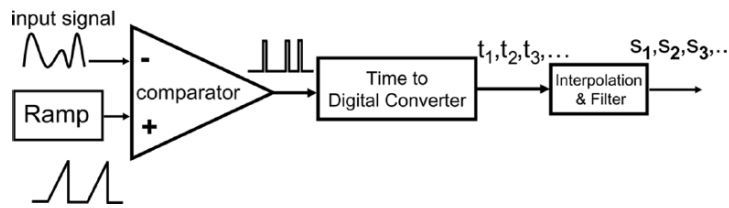


Fig. 1. PPM ADC block diagram.

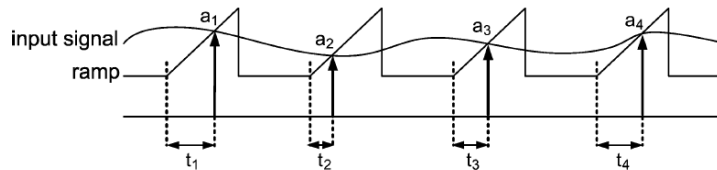


Fig. 2. PPM ADC typical waveforms.

### Figura 14. Esquema de bloques y formas de onda típicas para un ADC de modulación de pulsos.

**Fuente:** Naraghi, S., Courcy, M., & Flynn, M. P. (2010). A 9-bit, 14  $\mu$ W and 0.06 mm<sup>2</sup> Pulse Position Modulation ADC in 90 nm Digital CMOS. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 45(9), 1870–1880. doi:10.1109/JSSC.2010.2050945

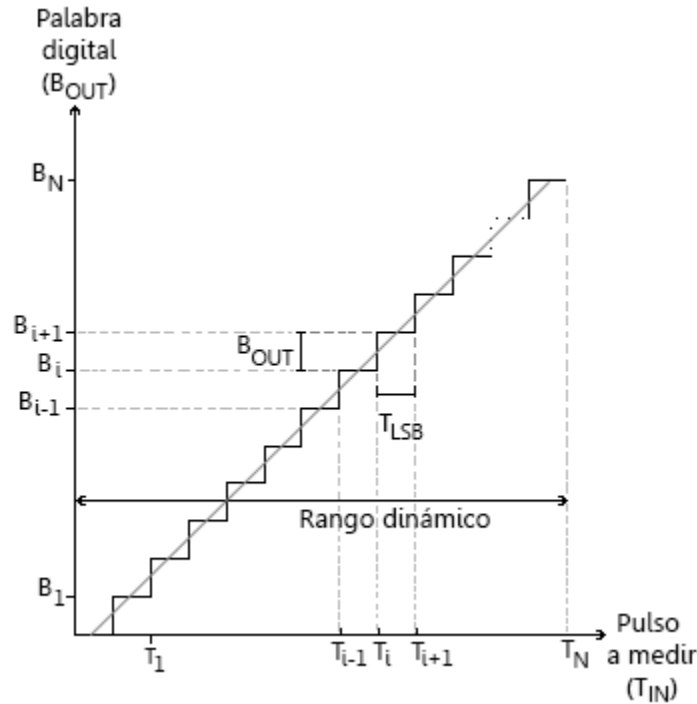
#### 1.6. Función de un TDC en un sistema de control digital

En un sistema embebido, el TDC y ADC (en inglés, *Analog-to-Digital Converter*) son los cuantificadores encargados de dar una representación numérica a la magnitud física de interés en un tiempo dado. Por consiguiente, son los elementos de digitalización de una señal. Un TDC arroja la duración o intervalo de tiempo arbitrario en el que ocurre, mientras que un ADC arroja el valor de un voltaje cada cierto tiempo de muestreo específico. Estructuralmente, un TDC (en inglés, *Time-to-Digital Converter*) es un circuito electrónico que mide la duración de pulsos arbitrarios y la convierte en una palabra binaria, la cual está en función de ciclos de contadores digitales y retardos de propagación de señales a través de elementos discretos como líneas de transmisión y componentes electrónicos, cada uno con un intervalo de tiempo asociado.

Existen implementaciones de TDC en circuito integrado totalmente personalizado (ASIC), las cuales alcanzan un desempeño superior a sus pares implementados en lógica programable. Éstos alcanzan unas figuras de resolución, linealidad y velocidad de conversión mucho más sobresalientes que las de un TDC implementado en lógica programable (Burri et al., 2014) (Chen, Chen, Shen, & Peng, 2011) (Lin, Weng, Wei, Lin, & Lin, 2014) (Mandai & Charbon, 2012) (Markovic, Tisa, Villa, Tosi, & Zappa, 2013) (Maruyama, Blacksberg, & Charbon, 2014) (Nissinen, Nissinen, & Kostamovaara, 2013) (Perktold & Christiansen, 2014) (Tyndall et al., 2012). Sin embargo, la implementación de los TDC en lógica programable se prefiere por la versatilidad del desarrollo final de los componentes electrónicos comerciales basados en la misma. También, cuando los proyectos tienen un presupuesto y tiempo de desarrollo limitados (Iniewski, 2011).

Entre los TDC implementados en lógica programable, la tecnología de los sumadores de alta velocidad ha permitido alcanzar resoluciones de entre 10 y 50 ps, y un rango dinámico que va del orden de los microsegundos hasta los segundos (Aloisio, Branchini, Giordano, Izzo, & Loffredo) (Bayer & Traxler, 2011) (Bourdeauducq, 2013) (Daigneault & David, 2010) (Favi & Charbon, 2009) (Fishburn, Menninga, Favi, & Charbon, 2013) (Szplet, Kalisz, & Jachna, 2009) (Szplet, Jachna, Kwiatkowski, & Rozyc) (Torres et al., 2014) (Wu & Shi, 2013).

La función de transferencia del TDC corresponde a un cuantificador de tiempo escalonado por tramos. El intervalo de tiempo dado a medir se ubica en el eje x y su palabra digital asignada se ubica en el eje y. El término cuantificador significa que a las duraciones de los pulsos de entrada se les asigna un valor digital equivalente o el más cercano posible, dada su naturaleza escalonada. Dicha función de transferencia se conoce mejor como la gráfica característica de un TDC.



**Figura 15.** Gráfica característica genérica para un TDC ideal.

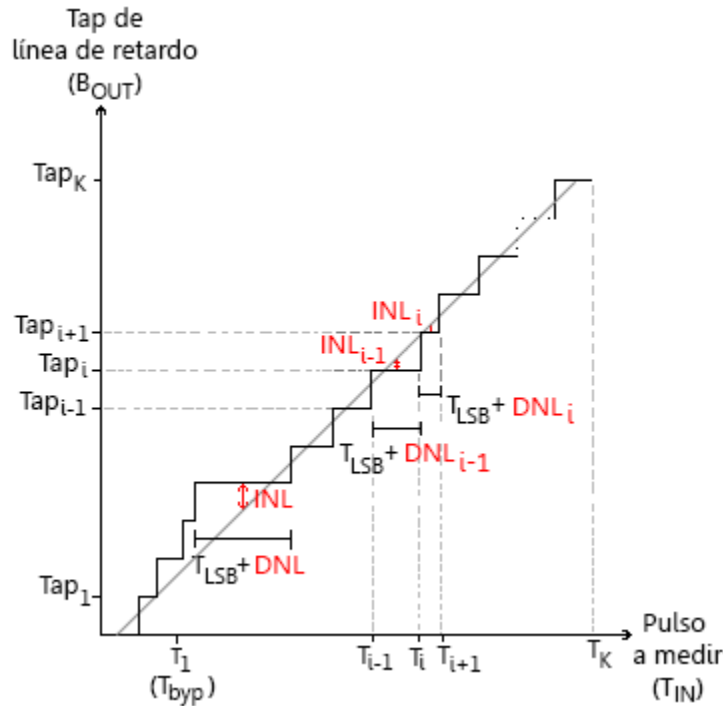
Hay un rango de intervalos de tiempo que se asignan al mismo valor de salida, dentro de lo que corresponde a la definición de resolución. El ancho ideal de este intervalo de tiempo es la resolución absoluta  $T_{LSB}$  y la palabra digital correspondiente de incremento en la salida se llama LSB (en inglés, *Least Significant Digit*). La conversión realizada por un TDC no es invertible y su comportamiento de entrada-salida se describe como:

$$T_{in} = B_{out}T_{LSB} + \varepsilon \quad (3)$$

donde  $T_{in}$  es el intervalo de tiempo a medir,  $B_{out}$  palabra binaria resultante y  $\varepsilon$  es el error de cuantificación tal que  $0 \leq \varepsilon \leq T_{LSB}$ . Dicho error se considera como una variable aleatoria distribuida equitativamente y no correlacionada que sólo contribuye al ruido de la medida si la tasa de repetición de las señales a medir es elevada (Henzler, 2010, p. 20).

A diferencia de los ADC, los TDC no tienen una regla de  $2^M$  pasos que describe el rango dinámico de la cuantificación. Si un ADC tiene una resolución de  $M$  bits, se dice que su resultado está entre los  $2^M$  pasos de interpolación posibles, en función de un voltaje de referencia. Por ejemplo, si un ADC tiene una resolución de 12 bits y su voltaje de referencia es 3.3 V, arroja 4096 resultados posibles siendo el mínimo 0.8 mV aproximadamente. El esquema de decodificación de resultado de un ADC logra ser relativamente simple dado que usa un único método de interpolación de la medida, por ejemplo interpolación de doble rampa en circuitos RC (tipo Wilkinson) o sucesiones de comparadores conectados en serie (tipo SAR), que tiene la capacidad de ofrecer por sí mismos una resolución y rango dinámico adecuados. En contraste, un TDC debe combinar diferentes métodos de interpolación gruesos y finos en un mismo sistema, debido a la generación de posibles errores significativos en la medición de intervalos largos de tiempo (Szplet, 2014, pp. 238-242).

En una línea de retardo ideal, la salida es linealmente dependiente de la entrada y el error de cuantificación no se tiene en cuenta (ver Figura 15). Sin embargo, en la práctica la cuantificación resulta siendo una operación no lineal debido a que la resolución absoluta  $T_{LSB}$  no resulta idénticamente uniforme (ver figura 16).



**Figura 16.** Gráfica característica de una línea de retardo real.

Los valores escalonados de la gráfica se ensanchan o contraen, ocasionando una no linealidad que cambia el  $T_{LSB}$  de tal modo que sus puntos medios no se intersectan con la línea gris de tendencia. Así, las imperfecciones no lineales son todas desviaciones de la gráfica característica del TDC que cambian su forma esperada por una que conduce a la distorsión no lineal.

Se presentan las definiciones de no linealidad diferencial (DNL) y no linealidad integral (INL), teniendo en cuenta una línea de retardo de  $K$  posiciones o *taps* activos cuyo índice es  $i$ , cada una adscrita a una fase  $j$  de interpolación dentro de las cuatro posibles y  $N$  mediciones totales hechas. Ambos tipos de no linealidad pueden tomar tanto valores positivos como negativos.

La no linealidad diferencial (DNL) en una celda  $i$  describe la desviación de cada paso de su ancho o valor ideal  $T_{LSB}$ :

$$DNL_i = \frac{t_{i+1} - t_i - T_{LSB}}{T_{LSB}} \quad (4)$$

La no linealidad integral (INL) es una descripción macroscópica de lo que se tuerce la gráfica característica de un TDC, es decir, la diferencia en altura que se ve entre la línea de la tendencia en gris y el punto medio cada valor, que se ilustra en rojo para algunos de ellos (ver Figura 17). Se define como la suma de desviaciones de los pasos de su valor ideal normalizado a un  $T_{LSB}$  promedio.

$$INL_i = \sum_{i=1}^i \frac{1}{N} \frac{t_{i+1} - t_i - T_{LSB}}{T_{LSB}} \quad (5)$$

El origen de la no linealidad se clasifica en dos fuentes (Fishburn et al., 2013): una estática y otra dinámica. La no linealidad estática es causada por los cambios de proceso, es decir, relacionados a la disposición física de los circuitos electrónicos y las propiedades físicas de los transistores en un semiconductor. En una FPGA, se aminora mediante la ubicación óptima de las primitivas y al implementar un algoritmo de corrección de errores de burbuja. La no linealidad dinámica es causada por cambios del voltaje de alimentación y de temperatura interna o externa, y también por los efectos de *crosstalk* (interferencia electromagnética) entre líneas de retardo que se ubican demasiado cerca entre sí. Durante el funcionamiento del TDC, la no linealidad estática se compensa mediante una operación de calibración de inicio basada en la prueba estadística de densidad de código, ejecutada cada vez que el TDC funcione. La no linealidad dinámica no se corrige en este trabajo.

Una forma de obtener la resolución consiste en elaborar una regresión lineal o con una aproximación de mínimos cuadrados entre los intervalos de tiempo medidos en todo el rango dinámico y las palabras binarias. La precisión de una única toma (SSP, designada en inglés como *single-shot precision*) se obtiene al calcular el valor cuadrático medio de las desviaciones estándar de todos los elementos que aportan incertidumbre en la medida.

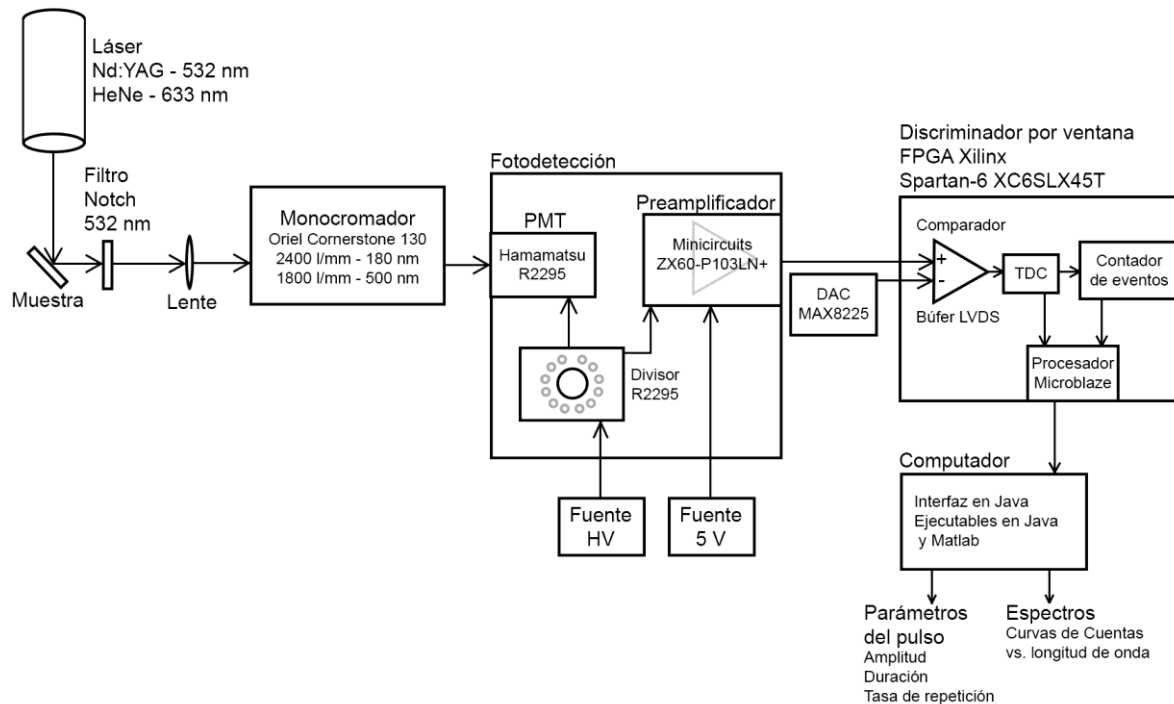
Dicha precisión es una función que abarca el rango dinámico. S. Henzler (Henzler, 2010, pp. 27-31) y A. Mäntyniemi (Mäntyniemi, 2004, pp. 69-71) describen dos métodos matemáticos para hallarla, desde que se cuente con instrumentos no correlacionados con el funcionamiento del cuantificador, como osciloscopios y generadores de funciones de alta resolución.

## CAPÍTULO 2

### 2. DISEÑO DE LA ARQUITECTURA ÓPTICA Y ELECTRÓNICA PARA EL CONTEO DE FOTONES

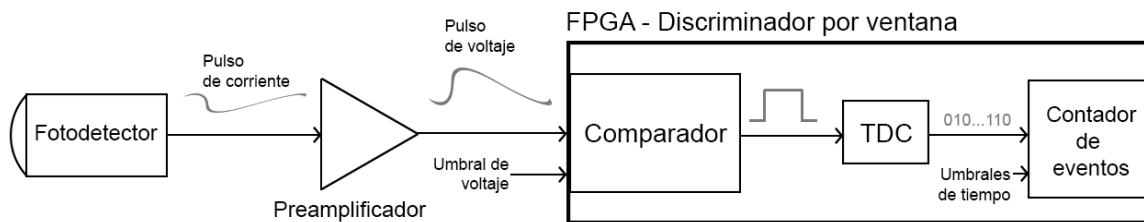
#### 2.1. Montaje óptico y electrónico

El sistema de adquisición de espectros consta de dos componentes: una óptica y otra electrónica. En la componente óptica, se disponen los elementos para el análisis de una muestra para un fotodetector monocanal; siendo estos un láser, la muestra misma, un lente convergente y un monocromador. Dependiendo del láser usado, se puede usar un filtro *notch* para rechazar su componente espectral en la luz esparcida. En el monocromador, se selecciona la red de difracción de conveniencia y cada longitud de onda de interés. La luz esparcida y filtrada va al tubo fotomultiplicador Hamamatsu R2295, el cual se alimenta mediante un circuito divisor de alto voltaje que fue diseñado en el trabajo de pregrado. Desde ahí, aparece la componente electrónica con el ánimo de procesar los pulsos de corriente de salida del fotodetector. La señal del fotodetector se acondiciona mediante un amplificador de transimpedancia de banda ancha y bajo ruido electrónico, de referencia Mini-circuits ZX60-P103LN+. La señal resultante varía entre 2 y 6 ns para un intervalo de niveles entre 400 y 700 mV. Posteriormente, se lleva a la FPGA Xilinx Spartan-6 XC6SLX45T. Este trabajo abarca el desarrollo del discriminador por ventana y los algoritmos que el computador ejecuta.

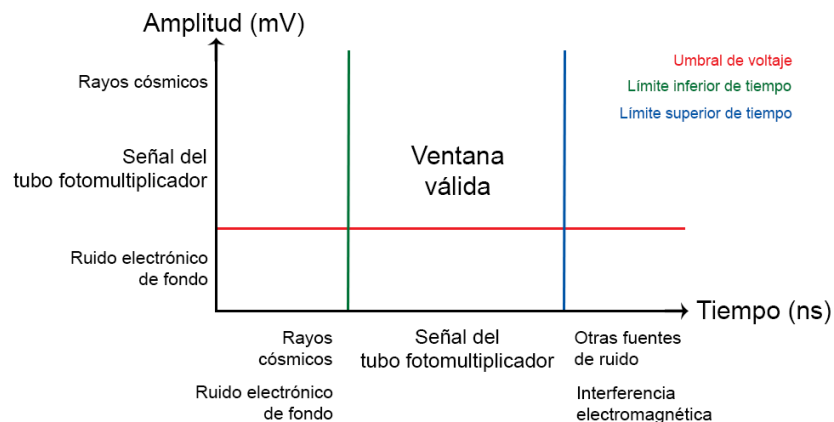


**Figura 17.** Esquema del montaje en la sala de espectroscopía para el conteo de fotones en el dominio de la frecuencia.

Dentro de la FPGA, se desarrolla un discriminador por ventana que abarca el desarrollo de circuitos electrónicos internos y algoritmos en C para el procesador Microblaze, necesarios para la discriminación y la digitalización de la señal del fotodetector (Fig. 18). Un búfer LVDS interno de la FPGA se usa intencionalmente como un comparador o discriminador por nivel de voltaje. La resta entre el nivel de la señal preamplificada y un umbral de voltaje arbitrario y ajustado mediante un conversor digital a analógico externo (de referencia MAX8225) permite obtener una señal digital que la FPGA puede procesar, la cual representa el tiempo en el que la señal supera el umbral. Dicho umbral se ajusta desde una interfaz gráfica en Java que controla el esquema. Después, el TDC se encarga de la medición de los intervalos de tiempo. Una vez aparecen los resultados, hay dos modos de procesarlos. Uno, llevándolos a un contador de eventos, el cual compara que el resultado se encuentre entre dos umbrales de tiempo (Fig. 19). Si es así, se considera como una cuenta válida del fotodetector de acuerdo con los criterios de la ventana configurada. El computador recibe el total de cuentas por segundo. Este es el modo de adquisición de espectros, el cual se ejecuta mediante la interfaz en Java. El otro modo consiste en transferir los resultados al computador directamente, con el ánimo de caracterizar el TDC, y obtener parámetros del pulso como la amplitud, la duración y la tasa de repetición. Este modo se ejecuta mediante una consola serial que recibe los resultados codificados. Los resultados se decodifican y se representan gráficamente mediante archivos ejecutables en Java y Matlab, respectivamente.



**Figura 18.** Esquema de bloques del procesamiento de señal para la discriminación en tiempo y amplitud.



**Figura 19.** Ventana de discriminación propuesta.

## **2.2. Diseño e implementación del core de discriminación y digitalización**

A pesar que los TDC implementados en FPGA no alcanzan las mismas figuras de desempeño que los TDC implementados en ASIC, constituyen una óptima plataforma de prototipado para diseñar arquitecturas digitales, si se tiene en cuenta que requieren numerosas modificaciones futuras que lleven a una arquitectura optimizada y caracterizada. Dado que muchas FPGA no disponen de mecanismos de compensación contra cambios PVT como control del voltaje de alimentación, control de la temperatura interna o sintetizadores de frecuencia controlados desde la fuente, las arquitecturas digitales basadas en FPGA deben considerar restricciones de diseño bien definidas desde el inicio del desarrollo, codificación que mitigue la metaestabilidad y procedimientos de calibración concurrentes.

Este trabajo presenta un diseño que tiene varios retos: primero, se usa un cristal oscilador en lugar de un reloj atómico para el reloj principal del funcionamiento del TDC; segundo, la familia Spartan-6 no presenta líneas de retardo tan homogéneas como las existentes en las familias Virtex-6 y Kintex-7 (Won & Lee, 2016), y; tercero, deben respetarse las figuras de elevadas tasas de repetición y duración arbitraria de la señal del fotodetector en presencia del ruido electrónico, las cuales se traducen en requisitos de tiempo de conversión corto y de rango dinámico amplio. A partir de estos retos, el diseño del TDC se orienta a fotodetectores cuyos pulsos de salida tengan un ancho del orden de nanosegundos.

De los retos presentados, los que mayor impacto ejercen en el diseño son el uso de un cristal oscilador y la no homogeneidad de las líneas de retardo en la FPGA elegida. Ambos motivan a usar líneas de retardo que cubran menos de un período completo de señal de reloj, de tal modo que los efectos del sesgo y de la fluctuación temporal de la señal de reloj no se acumulen (Fishburn et al., 2013). Por ende, la arquitectura diseñada bajo esta condición usa varias líneas de retardo para cubrir el período completo de una señal de reloj, a costa de un proceso de codificación de resultados más complejo y diferido a dos o más fases de la señal de reloj principal. Este trabajo presenta una arquitectura digital diferida a cuatro fases en cuadratura, es decir,  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $270^\circ$ . Además, presenta un procedimiento de calibración de las líneas de retardo para sincronizadores que no realizan cortes perfectos debido a la fluctuación temporal de las señales de reloj, situación no considerada antes en los trabajos de (Szplet et al., 2009) y (Loffredo, 2010). Pese a la complejidad que presupone la inclusión de la característica multifase y la codificación con sincronizadores imperfectos, se presenta un TDC desarrollado y orientado para el conteo de fotones, con sus módulos, el uso y distribución de los mismos dentro de la FPGA elegida, y finalmente, su incorporación a un sistema embebido.

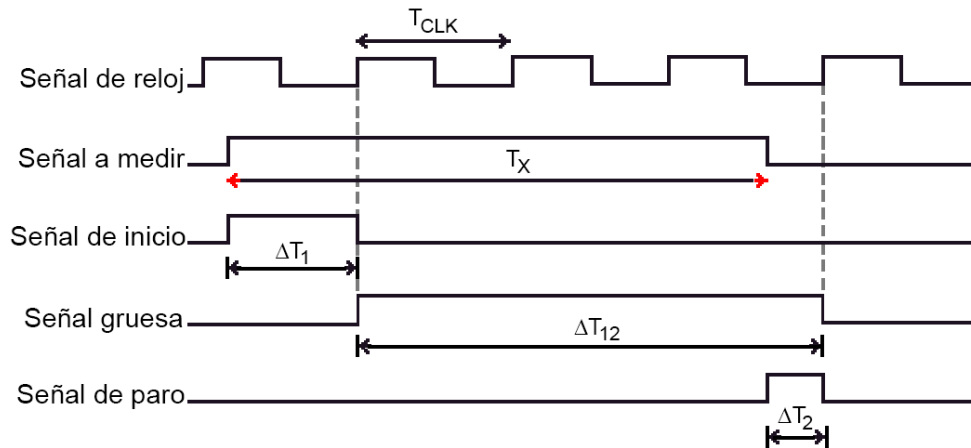
### **2.2.1. Arquitectura digital del conversor**

Con el fin de obtener una alta resolución y un rango dinámico amplio en el TDC, se empleó el método de interpolación jerárquica de Nutt. Dicho método segrega la señal arbitraria a medir en una señal gruesa que se mide con contadores digitales y otras dos finas que se

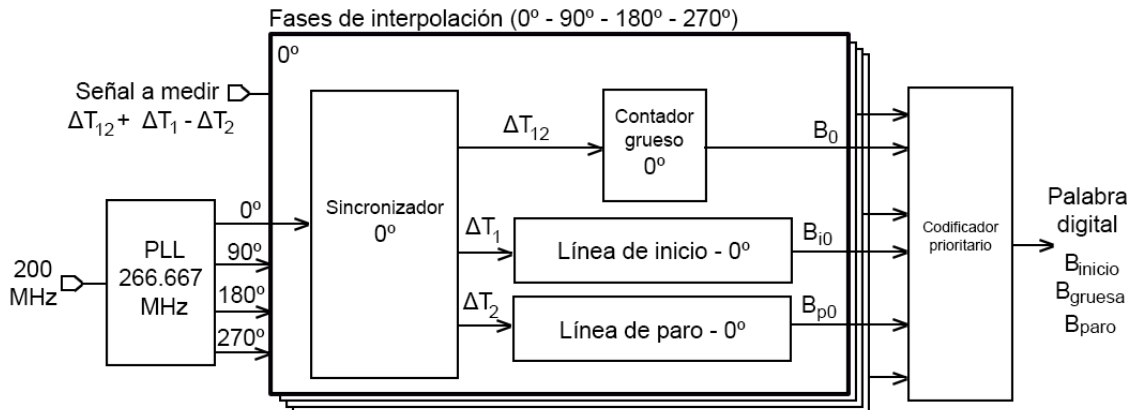


miden con líneas de retardo (Fig. 20). La señal gruesa ( $\Delta T_{12}$ ) representa los ciclos de reloj que la señal completa, mientras que las señales finas son residuales, es decir, representan el tiempo transcurrido o faltante para un ciclo de reloj. La señal fina de inicio ( $\Delta T_1$ ) es la diferencia de tiempo entre los flancos de subida de la señal arbitraria y la señal de referencia dentro de un período, mientras que la señal fina de paro ( $\Delta T_2$ ) es la diferencia de tiempo tomada desde sus respectivos flancos de bajada. Luego, las líneas de retardo interpolan las señales finas y los contadores digitales interpolan las señales gruesas. Para este trabajo, la señal de reloj de referencia tiene un período de 3750 ps y cada línea de retardo tiene un rango dinámico nominal de 937 ps. La suma de los rangos de las cuatro líneas de inicio y las cuatro líneas de paro corresponde a 3750 ps. El tiempo a hallar se calcula de la siguiente forma:

$$T_x = \Delta T_1 + \Delta T_{12} - \Delta T_2 \quad (6)$$



**Figura 20.** Formas de onda generadas por el método de Nutt.



**Figura 21.** Arquitectura digital del TDC diseñado.

En la arquitectura digital diseñada, la señal de reloj principal de funcionamiento de la FPGA proviene de un cristal oscilador de 200 MHz. A partir de ésta, se utiliza un PLL sintetizador de frecuencia, el cual se implementa mediante la primitiva PLL\_ADV de Xilinx. En el PLL, se obtiene una señal de 266.667 MHz, cuyo período es de aproximadamente 3750 ps. Esta es la señal de reloj de referencia para el TDC. La fase de esta señal se desplaza de a 90° para generar las cuatro fases. Luego, se implementa un marco de interpolación para cada fase, con las siguientes estructuras: sincronizador, línea de retardo de inicio, línea de retardo de paro y un contador grueso. Cada marco de interpolación arroja sus propios resultados, y un circuito de decisión denominado *encoder* prioritario comprime los resultados en una palabra binaria de 64 bits.

### 2.2.2. Diseño de los sincronizadores

Otros autores han diseñado e implementado sincronizadores para TDC con fases múltiples en las familias Spartan-3 (Szplet et al., 2009) y Virtex-5 (Loffredo, 2010), usando un cristal oscilador y con líneas de retardo más cortas que un período completo de señal de reloj. En este trabajo, se muestra el diseño de los sincronizadores de las mismas características para la familia Spartan-6. En particular, se destaca que las tres señales del método de Nutt se generan en sincronizadores separados. Así mismo, se efectúa un análisis y se define un criterio de ajuste de sincronismo para sincronizadores con líneas de retardos cortas.

El análisis estático de sincronismo es crítico para aliviar los efectos de la metaestabilidad y el sesgo. La metaestabilidad sucede cuando la salida de un flip-flop no obtiene la suficiente energía para alcanzar un nivel alto lógico, así que bien pueden ocurrir oscilaciones o retardos significativos antes de alcanzarlo. Cada flip-flop tiene una probabilidad de falla, la cual puede disminuirse al encontrar e incorporar a los cálculos parámetros como su frecuencia máxima de operación o el máximo retardo de ruteo. El sesgo es la diferencia entre los tiempos de llegada de los datos o señales de reloj a los flip-flops o cualquier otra primitiva; y éste puede disminuirse a través de rutas de uso exclusivo para las señales de reloj y agrupamiento de las primitivas dentro de una única región de reloj.

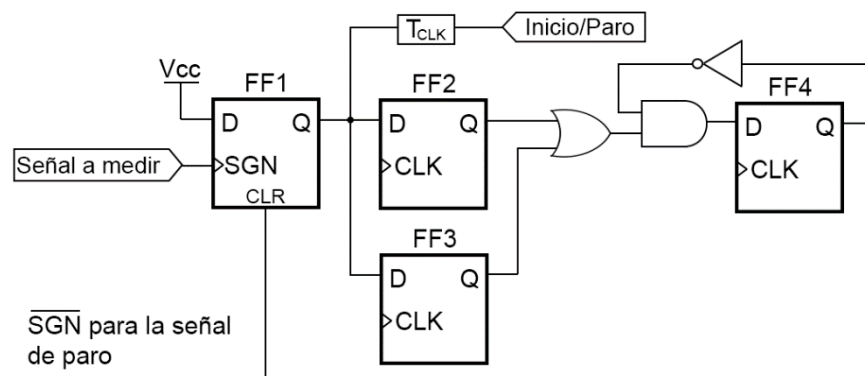
Una expresión para hallar la máxima frecuencia de operación (o mínimo período de señal de reloj,  $T_{CLK}$ ) para flip-flops también arroja el máximo retardo de ruteo que pueden alcanzar sumados la lógica combinacional y el ruteo ( $T_{Net}$ ), donde el tiempo de sesgo ( $T_{Skew}$ ), su retardo de reloj a la salida ( $T_{CKO}$ ) y su retardo de ajuste son parámetros dados por el fabricante ( $T_{Skew}$ ):

$$T_{CLK} > T_{CKO} + T_{SU} + T_{Net} + T_{Skew} \quad (7)$$

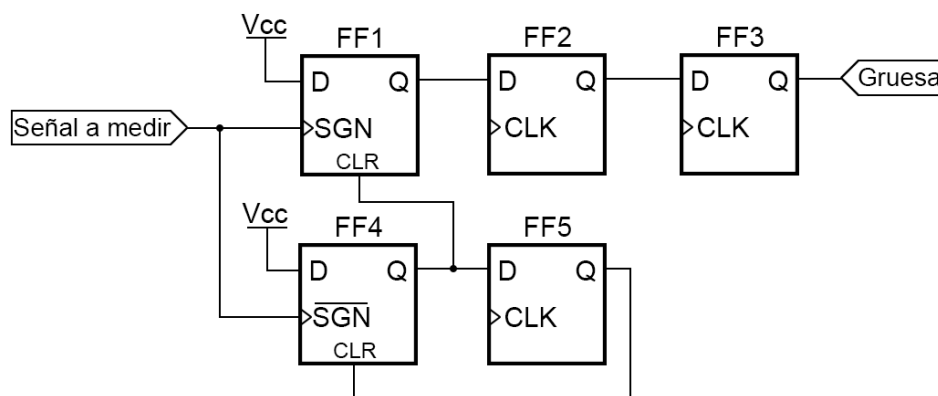
| $T_{CLK}$ | $T_{CKO}$ | $T_{SU}$ | $T_{Skew}$ | Max. $T_{Net}$ |
|-----------|-----------|----------|------------|----------------|
| 3750 ps   | 450 ps    | 420 ps   | 12 ps      | 2868 ps        |

**Tabla 2.** Retardo máximo de ruteo para la FPGA Xilinx XC6SLX45T.

El retardo de lógica combinacional y de ruteo generado dentro de los sincronizadores puede exceder fácilmente el máximo hallado. Esto implica que la generación de señales finas puede tomar un período de señal de reloj, y que un flip-flop puede no ser capaz de transferir su estado a otro dentro de un cuarto de período. Además, los cuatro sincronizadores funcionando simultáneamente generan una ambigüedad de resultados entre tres líneas de retardo adyacentes. Emular el efecto de transferir un bit dentro de un cuarto de período y evitar ambigüedades se logró al agregar un retardo equivalente a un período luego de la salida del flip-flop inicial que detecta los flancos de subida y bajada de la señal asíncrona. Este retardo se implementó con una cadena de inversores. Dado que esta cadena es también susceptible a los cambios PVT y a la fluctuación temporal de la señal de reloj, los sincronizadores no hacen un corte perfecto de las señales finas. Este error se corrige al hallar los principios y finales de cada línea de retardo en la prueba estadística de densidad de código. Luego, se presentan los sincronizadores diseñados para la familia Spartan-6.



**Figura 22.** Sincronizador para las señales finas.



**Figura 23.** Sincronizador para las señales gruesas.

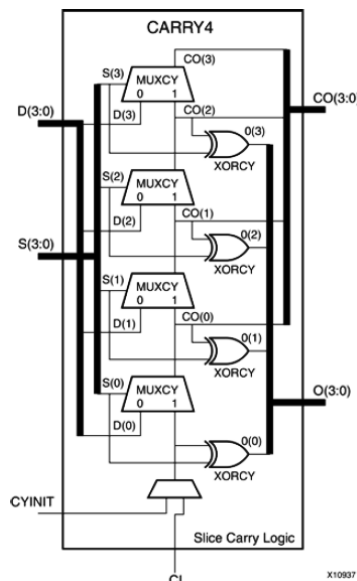
En el sincronizador fino mostrado en la Fig. 22, la señal arbitraria genera la condición de inicio convencional, mientras que la señal de reloj del PLL genera la condición de paro

convencional. El flip-flop FF1 se usa para detectar la señal arbitraria, y su salida va a los flip-flops FF2 y FF3. Se usan dos flip-flops con el fin de reducir la tasa de falla por metaestabilidad. Luego de un período de señal de reloj, el flip-flop FF4 borra el estado del flip-flop FF1. Mientras, la señal gruesa se genera en el sincronizador de la Fig. 23. Dos períodos de señal de reloj luego de detectar el flanco de subida de la señal arbitraria y una vez su flanco de bajada se detecta, a los flip-flops FF1, FF4 y FF5 se les borra su estado. Este sincronizador grueso tiene la característica de detección dual de flanco, así que puede detectar señales dentro de los flancos no activos de la señal de reloj.

### 2.2.3. Interpolación y codificación del tiempo

Dadas las consideraciones mencionadas acerca de los retardos de lógica combinacional y ruteo, las señales finas se miden en líneas de retardo que tienen un poco más que un cuarto de período (teóricamente, 1280 ps), permitiendo así la capacidad de medir los principios y fines de todas las líneas de retardo con respecto a todas las fases. También, se evitaron los cruces de región de señal de reloj dado que generan una no linealidad significativa.

Las configuraciones de línea de retardo disponibles para lógica programable constan de líneas Vernier basadas en compuertas lógicas (LUT) o líneas por celdas basadas en sumadores (CARRY4). Estas últimas se prefirieron dado que requieren menos área, caben en una única región de señal de reloj, generan menores tiempos muertos para su lectura y son más fáciles de calibrar (Daigneault & David, 2010) (Loffredo, 2010). Los resultados de ellas se extrapolan mediante un codificador de tiempo muerto bajo que compensa los errores de burbuja, el cual fue ideado por Hu et al (Hu, Zhao, Liu, Wang, & An, 2013).



**Figura 24.** Estructura interna del sumador usado.

**Fuente:** Xilinx, Inc. Spartan-6 Libraries Guide for HDL Designs. [En línea] Disponible en: [http://www.xilinx.com/support/documentation/sw\\_manuals/xilinx11/spartan6\\_hdl.pdf](http://www.xilinx.com/support/documentation/sw_manuals/xilinx11/spartan6_hdl.pdf)

Para las FPGA de Xilinx, la primitiva de sumador se denomina CARRY4. Es una estructura de soporte para operaciones aritméticas rápidas. El hecho de ser diseñadas para operar a altas velocidades se usa intencionalmente para crear líneas de retardo. Su estructura interna se muestra en la Fig. 24. Ahí, existen cuatro multiplexores con un retardo de propagación  $T_{MUXCY}$ , cuatro compuertas XOR que indican el multiplexor que una señal alcanza, y un multiplexor inicial de acarreo previos. El retardo de propagación asociado al sumador se conoce como  $T_{byp}$ . En la prueba estadística de densidad de código, se ignora el multiplexor inicial y sólo se tienen en cuenta los cuatro siguientes. Así, cada sumador en la FPGA elegida posee un retardo de propagación nominal de 80 ps (Xilinx, Inc., 2015, p. 48) repartido entre cuatro multiplexores cuyo retardo individual varía entre 19 y 24 ps.

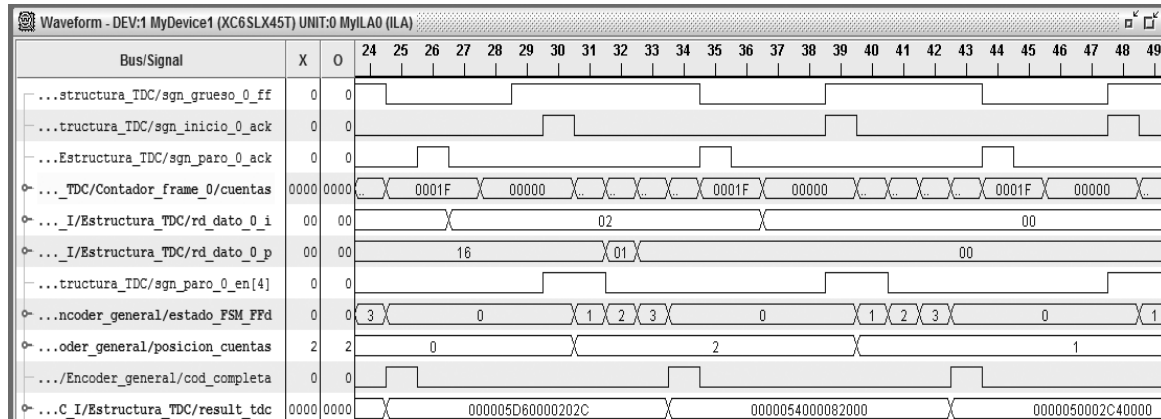
Las señales gruesas se miden mediante contadores digitales. Los contadores gruesos se dividen en dos partes para conservar las figuras de tiempo muerto bajo y alto rango dinámico. Con base en esta consideración, se usan cuatro contadores Johnson y uno Gray que miden intervalos de tiempo de hasta 200 ns y 9  $\mu$ s respectivamente. El bit menos significativo de los contadores Johnson corresponde a un período de la señal principal de funcionamiento del TDC (3750 ps).

Una máquina de estados finitos realiza la codificación de los resultados. Esta tarea se ejecuta de manera independiente, debido a que el tiempo de conversión del TDC debe ser menor al tiempo de tránsito del electrón (24 ns) para el tubo fotomultiplicador empleado. La codificación está dividida en seis ciclos de la señal de reloj. Tres de ellos se emplean para extrapolar los resultados de las líneas de retardo, dos para procesar los resultados de los contadores y otro más para generar una palabra de 64 bits. Esta palabra binaria puede transferirse directamente al usuario o ir al contador de eventos en la toma de espectros.

El contador de eventos es el circuito final que habilita la técnica del conteo de fotones. Así, es el circuito de decisión en el esquema de discriminación por ventana. En él, un resultado de TDC validado dentro de un intervalo de tiempo y sobre un umbral de voltaje se considera como una cuenta. El contador de eventos desarrollado posee dos contadores Gray de 18 bits, uno para contar hasta la base temporal y otro para acumular las cuentas válidas que ocurran en la misma. De esta forma, se diseñó con base temporal de 0.75 ms, con capacidad de retener hasta 266 millones de cuentas por segundo y con un criterio de discriminación de intervalo de tiempo por 937 ps y sus múltiplos. Los resultados se escriben continuamente en un registro de lectura y escritura del core, al cual puede acceder el microprocesador para transferir los datos al computador.

Se tomó una captura con la herramienta Chipscope de Xilinx para medir el tiempo de conversión y la latencia del resultado una vez se desvanecen las señales del sincronizador. Cada división horizontal equivale al período de señal de reloj principal (3750 ps). El tiempo de conversión se mide entre los flancos de subida de las señales “sgn\_paro\_0\_ack” y “sgn\_paro\_0\_en[4]”, mientras que el tiempo de codificación se mide entre “sgn\_paro\_0\_en[4]” y “cod\_completa”. Luego, los tiempos de conversión y codificación son 15 ns, cada uno. De acuerdo con estas especificaciones, el resultado procesado aparece

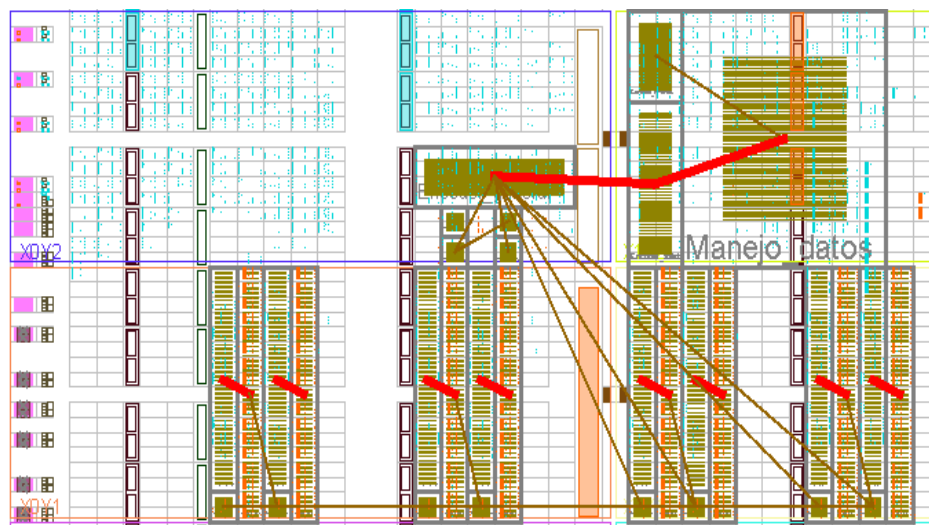
30 ns luego de la generación de señales en los sincronizadores. También, se deduce que el conversor mide correctamente pulsos que tengan una distancia de al menos 15 ns entre ellos.



**Figura 25.** Captura del funcionamiento del TDC.

#### 2.2.4. Incorporación del TDC al sistema embebido

Esta arquitectura digital fue desarrollada como un *PCore* de Xilinx y fue implementada en la región sur del área disponible de la FPGA. Para el *PCore*, se muestra un reporte de primitivas que se usaron en la tabla 3. Muchas primitivas fueron ubicadas y ruteadas automáticamente mediante herramientas de Xilinx, excepto por los bloques de medición y codificación. Los bloques pertenecientes a las líneas de retardo se ubicaron en las regiones de señal de reloj X0Y1 a X1Y1. Además, la mayoría de las primitivas de dichos bloques se ubicaron manualmente. Los bloques pertenecientes a los contadores gruesos y el codificador prioritario se ubicaron en las regiones de señal de reloj X0Y2-X1Y2.

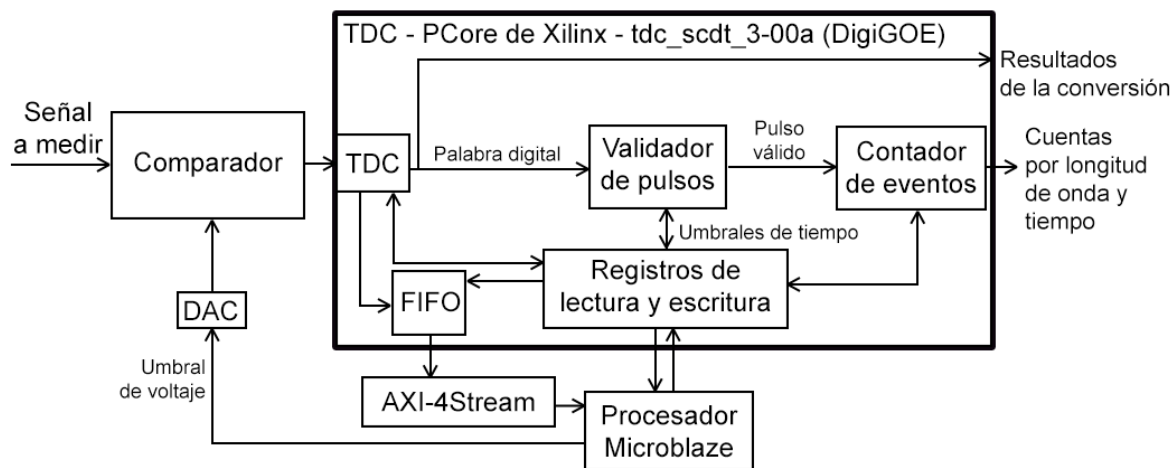


**Figura 26.** Distribución visual de las primitivas en la interfaz de PlanAhead.

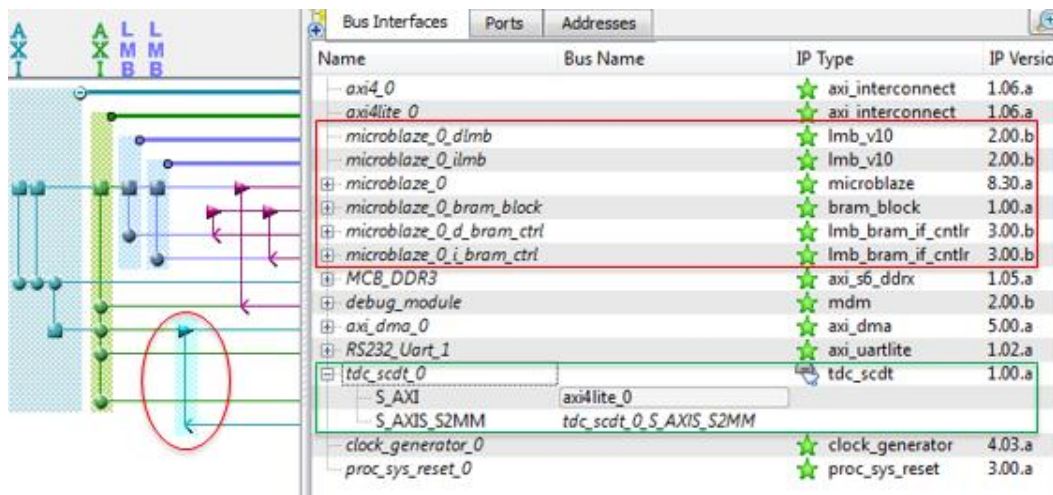
|                                    | Amount | Percentage used |
|------------------------------------|--------|-----------------|
| Number of Slice Registers:         | 7.457  | 13%             |
| Number of Slice LUTs               | 7.776  | 28%             |
| Number of occupied Slices          | 3.053  | 44%             |
| Number of MUXCYs used              | 1.884  | 13%             |
| Number of LUT Flip Flop pairs used | 9.268  | -               |
| Number with an unused Flip Flop    | 2.834  | 30%             |
| Number with an unused LUT          | 1.492  | 16%             |
| Number of fully used LUT-FF pairs  | 4.942  | 53%             |
| Number of PLL_ADVs                 | 2      | 50%             |
| Number of BUFG/BUFGMUXs            | 8      | 50%             |

**Tabla 3.** Uso de recursos en la FPGA, en detalle.

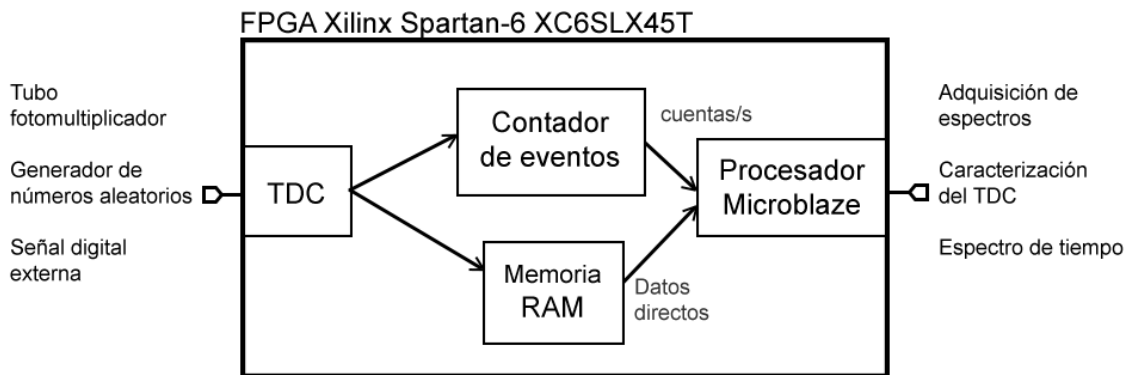
La palabra binaria 64 bits del TDC puede enviarse al usuario o ir al contador de eventos durante la adquisición de espectros. Si se decide recolectar los datos del TDC, los resultados van a una memoria FIFO que transmite los datos a una memoria RAM mediante el core AXI-4 DMA en modo ráfaga (Fig. 27). El microprocesador Microblaze captura los datos y luego los transmite a un computador mediante una interfaz USB-UART. Los resultados obtenidos se usan para efectuar la calibración del TDC y estimar los parámetros del pulso de interés.



**Figura 27.** Arquitectura digital desarrollada.



**Figura 28.** Conexiones entre el PCore desarrollado y los cores propietarios de Xilinx.



**Figura 29.** Uso de los datos del TDC en el sistema embebido.

## 2.3. Procedimientos de calibración

### 2.3.1. Prueba estadística de densidad de código

Conocida también como la prueba del histograma, es una prueba estocástica que valúa el desempeño estático de un conversor de datos, como los ADC y TDC, a partir del análisis de la no linealidad diferencial e integral, y las figuras susceptibles de calcularse a partir de las anteriores, como la resolución y la función de precisión de única toma. En un ADC, se realiza esta prueba con una señal sinusoidal que cubre todo el rango dinámico en amplitud. De manera análoga en un TDC, la señal empleada debe estar distribuida uniformemente en todo el rango dinámico de las líneas de retardo. Esta condición la cumple cualquier señal no correlacionada con la señal del funcionamiento del TDC. En este trabajo, no puede provenir del cristal oscilador de 200 MHz. Algunas señales aptas para la prueba provienen de otros cristales osciladores, osciladores de anillo, generadores de números aleatorios y la corriente oscura del tubo fotomultiplicador.



Estadísticamente, el histograma de esta prueba describe una función de densidad de probabilidad en la cual se grafican las probabilidades de que un pulso arbitrario alcance una determinada celda de la línea de retardo. En teoría, todas las celdas deben tener la misma probabilidad de propagación, pero no sucede así debido a la susceptibilidad de las líneas de retardo ante los cambios PVT. Por consiguiente, cada celda tiene una probabilidad asociada diferente que debe hallarse. De esta prueba, debe hallarse el número de muestras óptimo para recolectar y el procedimiento matemático que describe los pesos de líneas de retardo pertenecientes a un TDC de característica multifase.

### 2.3.1.1. Cantidad óptima de muestras para una prueba

De acuerdo con Menninga (Menninga, 2011), la probabilidad de que un pulso alcance o no una determinada celda se considera como una situación que corresponde al ensayo de tipo Bernoulli, el cual encuentra su generalización para todas las celdas de las líneas de retardo en una distribución estadística binomial. La prueba de Bernoulli se describe como una función de densidad, de la siguiente manera:

$$P(x) = \begin{cases} p, & x = 1 \\ 1 - p, & x = 0 \text{ con } 0 < p < 1 \\ 0, & x \neq 1, 0 \end{cases} \quad (8)$$

En caso de alcanzar una celda  $x$ , la probabilidad es  $p$ . Si alcanza otra celda, la probabilidad es  $1 - p$ . En aras de la simplicidad, la celda se considera como una variable aleatoria estadísticamente independiente e idéntica. El modelo de una celda se puede aplicar para las demás.

Para  $n$  pruebas independientes con probabilidad asumida idéntica como  $p$ , la probabilidad de una celda es:

$$P_{tap}(x) = \frac{n}{x} p^x (1 - p)^{n-x} \quad (9)$$

y la variación inducida por una celda puede definirse como el cociente entre la desviación estándar y la media:

$$error_{LSB} = \frac{\sigma_X}{\mu_X} = \frac{\sqrt{np(1-p)}}{np} \approx \frac{\sqrt{n}}{n} \quad (10)$$

donde, si el número de pruebas  $n$  es muy alto, la probabilidad  $p$  pierde influencia.

Cada celda tiene su propia media y varianza, para variables idénticamente e independientemente distribuidas, donde resulta factible hallar la varianza total a partir de la suma de cada una. Sin embargo, en este trabajo, las celdas no son independientes una de la otra y, por ende, la covarianza debe tenerse en cuenta. Eventualmente, esto implica que la varianza de una celda  $b$  es la sumatoria de las varianzas y covarianzas de cada celda:

$$Var[W_b] = \sum_{i=1}^b Var[X_i] + 2 \sum_{i=1}^{b-1} \sum_{j=i+1}^b Cov[X_i, X_j] \quad (11)$$

Luego, la covarianza entre las celdas se considera nula, porque la ocurrencia un intervalo de tiempo específico irá sólo a una celda. Así que, la función de probabilidad estará descrita celda por celda. Si el número de pruebas es lo suficientemente alto, entonces la expresión de varianza para una celda se simplifica:

$$Var[W_b] \approx bVar[X_i] < bVar[X_i] < b[np(1-p)] \quad (12)$$

La relación de error, nuevamente se expresa como:

$$error_{LSB} = \frac{\sigma_X}{\mu_X} \quad (13)$$

Sustituyendo (10) y (12) en (13):

$$error_{LSB} < \frac{\sqrt{bnp(1-p)}}{np}$$

Para  $n$  lo suficientemente alta:

$$error_{LSB} < \frac{\sqrt{bn}}{n}$$

El factor  $bn$  se considera como el número de muestras  $N$ , así:

$$error_{LSB} < \frac{\sqrt{N}}{n}$$

El desarrollo propuesto relaciona el número de pruebas realizadas y el número de muestras necesarias, dado un error representado por la no linealidad diferencial media. Así, el número de muestras necesario se halla en relación a la no linealidad diferencial media y el número de celdas:

$$N = \left( \frac{b}{error_{LSB}} \right)^2 \quad (14)$$

Para este trabajo, el número de muestras óptimo, con 512 celdas y una no linealidad diferencial media de 1.5 –esperada en el peor de los casos- es:

$$N = \left( \frac{512}{1.5} \right)^2 = 116508$$

Este desarrollo sirve para afinar el número de muestras práctico que se considerará para cualquier señal que el TDC mida. De acuerdo con la experiencia acumulada, se ha optado por tomar  $128 \times 10^3$  muestras.

### 2.3.1.2. Cantidad máxima de cuentas oscuras permitidas en una prueba

La densidad de probabilidad de que un pulso de fotodetector ocurra en un tiempo determinado se puede describir por la distribución de Poisson (Holzapfel, 1974):

$$P(T) = \lambda e^{-\lambda \Delta t} \quad (15)$$

donde  $T$  es un tiempo de espera para que el evento ocurra,  $\lambda$  es la tasa promedio de ocurrencia de cuentas oscuras por unidad de tiempo y  $\Delta t$  es el tiempo de un único experimento.

Para que esta distribución se considere uniforme,  $P(T)$  debe ser mayor a 0.999 y  $\Delta t$  debe ser un tiempo diferente de cero. Entonces, debe hallarse la tasa máxima de cuentas oscuras de PMT a permitir en la prueba. Para un tiempo de tránsito de electrón de 24 ns, se halla del siguiente modo:

$$\frac{\lambda e^{-\lambda 24 \cdot 10^{-9}}}{\lambda e^{-\lambda 0}} > 0.9999$$

$$e^{-\lambda 24 \cdot 10^{-9}} > 0.999$$

$$-\lambda 24 \cdot 10^{-9} > \ln(0.999)$$

$$\lambda < 4.1669 \text{ KHz}$$

### 2.3.1.3. Procedimiento de calibración de las líneas de retardo

Las ambigüedades de resultados en las líneas de retardo constituyen un problema en los TDC de característica multifase. Estas se originan por los cortes imperfectos en las señales finas por parte de los sincronizadores, generando así resultados que se encuentran a 937 ps del resultado principal, aproximadamente. El punto de partida para solucionarla consiste en hallar los inicios y fines de cada línea de retardo. A continuación, se presenta el desarrollo matemático de la prueba estadística de densidad de código para este trabajo.

| Cuentas gruesas | Líneas de retardo de paro |      |     |    | Líneas de retardo de inicio |      |     |    |
|-----------------|---------------------------|------|-----|----|-----------------------------|------|-----|----|
|                 | 270°                      | 180° | 90° | 0° | 270°                        | 180° | 90° | 0° |
| 5               | 0                         | 0    | 16  | 0  | 0                           | 52   | 2   | 0  |
| 5               | 52                        | 11   | 0   | 0  | 42                          | 0    | 0   | 0  |
| 5               | 0                         | 24   | 0   | 0  | 56                          | 12   | 0   | 0  |
| 5               | 7                         | 11   | 0   | 0  | 0                           | 1    | 0   | 0  |

**Tabla 4.** Ejemplo de ambigüedades halladas en la lectura de líneas de retardo.

Sean tres líneas de retardo adyacentes 1, 2 y 3. Todas tienen una diferencia de fase de  $90^\circ$ . Dados los resultados de la prueba, la celda inicial y la celda final de la línea 2 puede hallarse. La celda inicial A se halla desde los elementos cero de las líneas 1 y 3, hallando el mínimo valor de celda para la línea 2. La celda final B puede hallarse desde los elementos cero de las líneas 1 y 3, hallando el valor máximo de celda para la línea 2. Así, las celdas de la línea 2 se reemplazan de la siguiente forma, definiendo una nueva línea de retardo 2:

$$C'_2 = \begin{cases} 0 & \text{if } C_2 < B \\ C_2 - A & \text{if } C_2 \geq B \end{cases} \quad (16)$$

Luego de definir todas las nuevas líneas de retardo, se explican las expresiones usadas para la calibración de las mismas. El rango de medición verdadero  $MR_j$  de cada línea de retardo es diferente de su rango dinámico nominal (937 ps). Se determina como:

$$MR_j = \frac{TN_j}{N} \quad (17)$$

donde  $T$  es el período de señal de reloj,  $N$  es el número de muestras recolectadas y  $N_j$  es el número de muestras que corresponden a la línea de retardo  $j$ .

El valor del paso de tiempo por celda está dado por el rango de medición de cada línea  $MR_j$  multiplicado por el número de muestras en la celda  $i$  y dividido por las muestras acumuladas hasta la celda  $i$ :

$$T_{tap} = MR_j \frac{C_i}{\sum C_i} \quad (18)$$

Luego, una resolución media de cada línea de retardo se puede hallar:

$$T_{LSB} = \frac{MR_j}{B - A} \quad (19)$$

La no linealidad diferencial (DNL) en una celda  $i$  describe la desviación de cada paso de tiempo de su valor promedio  $T_{LSB}$ , y la no linealidad integral (INL) se define como la suma de DNL acumulada hasta la celda  $i$ :

$$DNL_i = \frac{t_{i+1} - t_i - T_{LSB}}{T_{LSB}} \quad (20)$$

$$INL_i = \sum_{i=1}^i DNL_i \quad (21)$$

### 2.3.2. Calibración de la longitud de onda

El monocromador Oriel Cornerstone 130 posee dos redes de difracción, una de 2400 líneas/mm y otra de 1800 líneas/mm. Para cada una de las redes, el monocromador genera pasos mecánicos que pueden desviarse de la longitud de onda requerida. Para corregirlos, se necesita hallar el paso mecánico de dos haces de luz láser de diferentes longitudes de onda y luego hallar un factor de red de difracción. Antes de realizar cualquier ajuste, es necesario verificar que el engranaje debajo de las redes de difracción del monocromador esté correctamente posicionado. Si no, se corrige al mover la barra del tornillo sin fin en la posición indicada por el manual de reparación. A continuación, el ajuste grueso de la longitud de onda en el monocromador se logra al hallar el factor de la red de difracción. Este factor es el argumento del comando GRATnFACTOR para el monocromador. Después, el ajuste fino se logra mediante la introducción de un *offset* que el comando CALIBRATE calcula implícitamente.

Para cada longitud de onda vista a la salida del monocromador, se requiere tomar el paso físico de cada longitud de onda, denotados por  $P_1$  y  $P_2$  para las longitudes de onda  $\lambda_1$  y  $\lambda_2$ . Luego, se halla el factor de difracción  $GF$  mediante la siguiente expresión:

$$GF = \frac{|P_1 - P_2|}{|\lambda_1 - \lambda_2|} \quad (26)$$

En la siguiente tabla se presentan los valores hallados para los pasos y el factor de cada red de difracción. Estos son los datos de calibración del monocromador:

| Láser                  | Pico espectral (nm) | Paso observado (nm) | $GF$     |
|------------------------|---------------------|---------------------|----------|
| Red 1 – 2400 líneas/mm |                     |                     |          |
| Nd:Yag                 | 532                 | 552.55              | 0.966831 |
| HeNe                   | 633                 | 650.20              |          |
| Red 2 – 1800 líneas/mm |                     |                     |          |
| Nd:Yag                 | 532                 | 568.35              | 0.968316 |
| HeNe                   | 633                 | 666.15              |          |

**Tabla 5.** Obtención del factor de cada red de difracción.

Sin embargo, el *offset* agregado por la calibración del monocromador arroja un error final que puede corregirse al plantear una función lineal que se corrige mediante:

$$\lambda_{aproximada} = m * \lambda + b \quad (27)$$

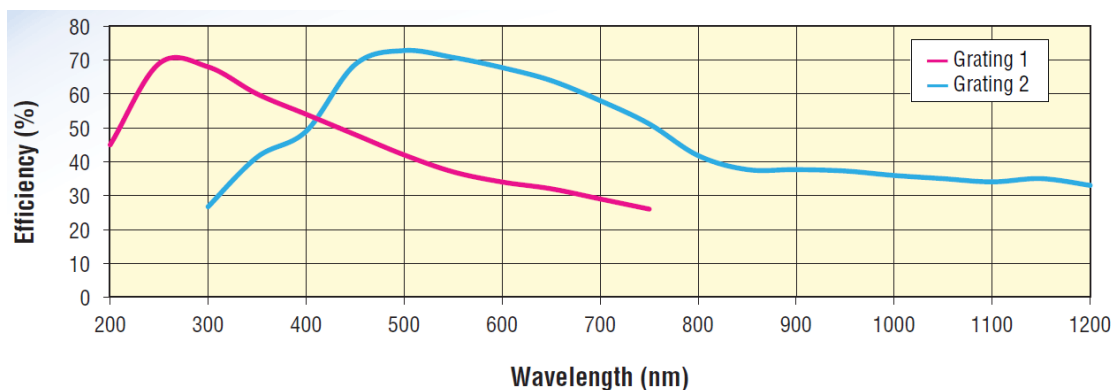
donde  $\lambda$  es la longitud de onda dada por el monocromador,  $m$  es la pendiente de la recta y  $b$  es el intercepto con el eje. Los parámetros se obtuvieron al estimar una regresión lineal entre las longitudes de onda esperadas y observadas en una lámpara de mercurio:

| Láser                  | Pico espectral (nm) | Paso observado (nm) | $m$    | $b$   |
|------------------------|---------------------|---------------------|--------|-------|
| Red 1 – 2400 líneas/mm |                     |                     |        |       |
| Nd:Yag                 | 532                 | 526                 | 0.9436 | 36.63 |
| HeNe                   | 633                 | 633                 |        |       |
| Red 2 – 1800 líneas/mm |                     |                     |        |       |
| Nd:Yag                 | 532                 | 530                 | 0.9654 | 19.75 |
| HeNe                   | 633                 | 633                 |        |       |

**Tabla 6.** Parámetros de corrección final de longitud de onda.

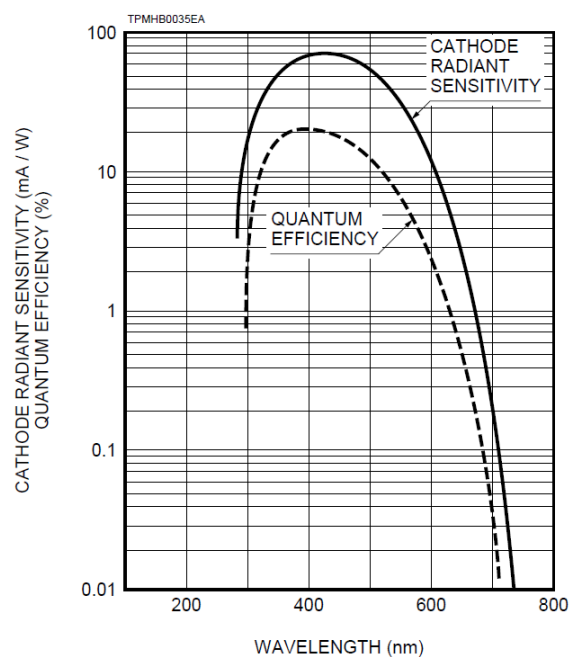
### 2.3.3. Calibración de la intensidad relativa

El fotodetector y las redes de difracción afectan en mayor medida la respuesta del sistema espectroscópico construido. El PMT Hamamatsu 2295 tiene una ventana de biálcali, el cual indica que este fotodetector está diseñado principalmente para percibir efectos de fluorescencia y centelleo. Su longitud de onda de respuesta máxima es de 420 nm. Su rango de eficiencia cuántica superior al 1% está entre 300 y 650 nm, aunque su mejor rango de sensibilidad (>10%) está entre 370 y 530 nm. Las redes de difracción 1 y 2 presentan sus picos de eficiencia alrededor de 270 nm y 500 nm, respectivamente. La red 1 está optimizada para el ultravioleta cercano, mientras que la red 2 está optimizada para el espectro visible. Las características mencionadas se pueden contrastar los espectros no corregidos para una lámpara de tungsteno.



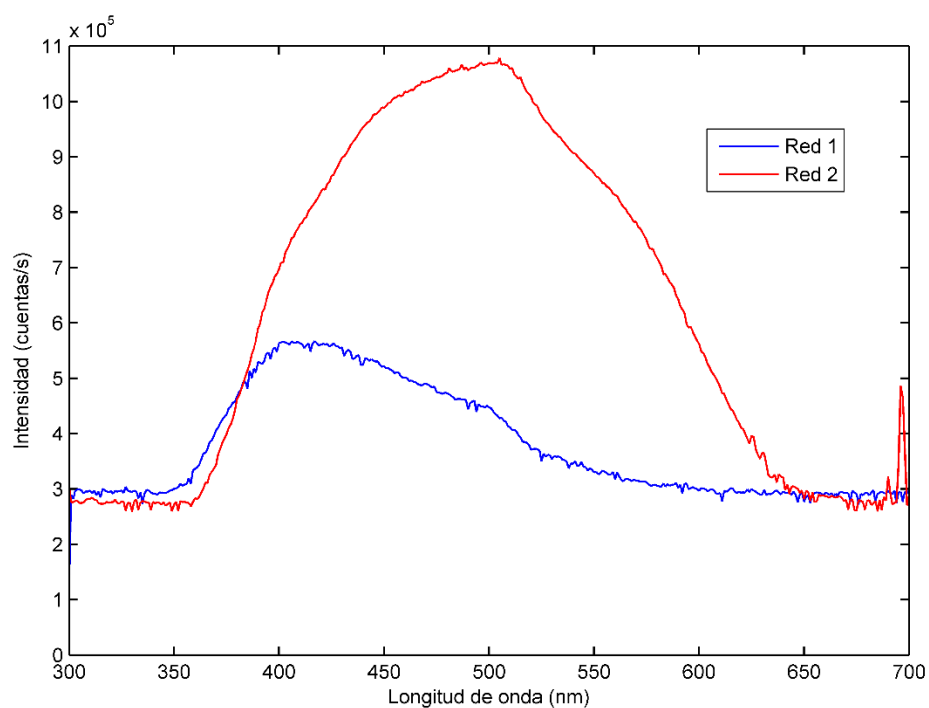
**Figura 30.** Curvas de la eficiencia de las redes de difracción en el monocromador.

Fuente: ORIEL Instruments, Inc. Cornerstone™ 130 1/8 m Monochromators Datasheet.

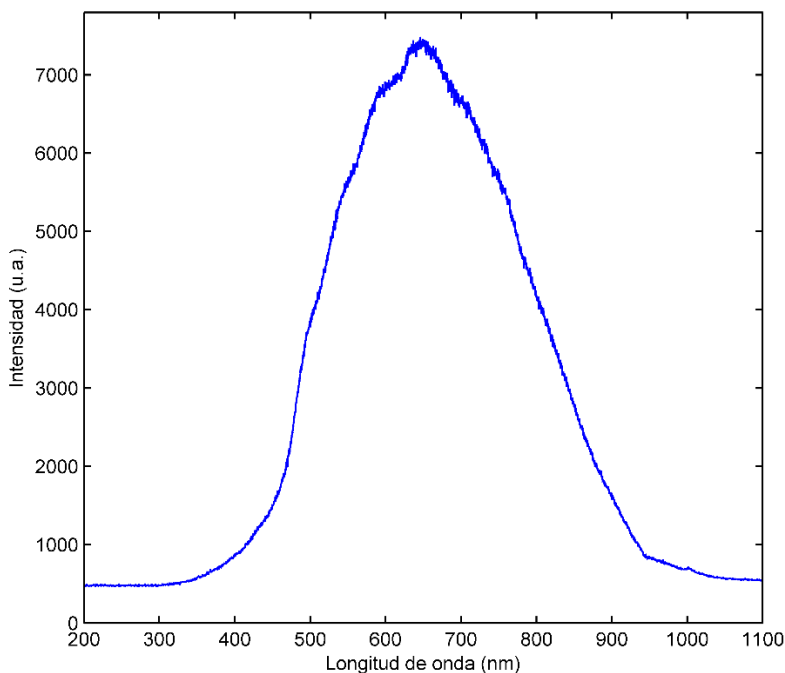


**Figura 31.** Curva de eficiencia cuántica del fotodetector Hamamatsu R2295.

Fuente: HAMAMATSU PHOTONICS, INC. Hamamatsu R2295 Datasheet.



**Figura 32.** Espectros de una lámpara de tungsteno obtenidos con el sistema espectroscópico construido, usando un umbral de 600 mV, una hendidja ancha a la salida (1 mm) y una hendidja estrecha a la entrada (10  $\mu$ m) del monocromador.



**Figura 33.** Espectro patrón de una lámpara de tungsteno de 3006 K obtenido con el equipo Ocean Optics HR4000CG-UV-NIR.

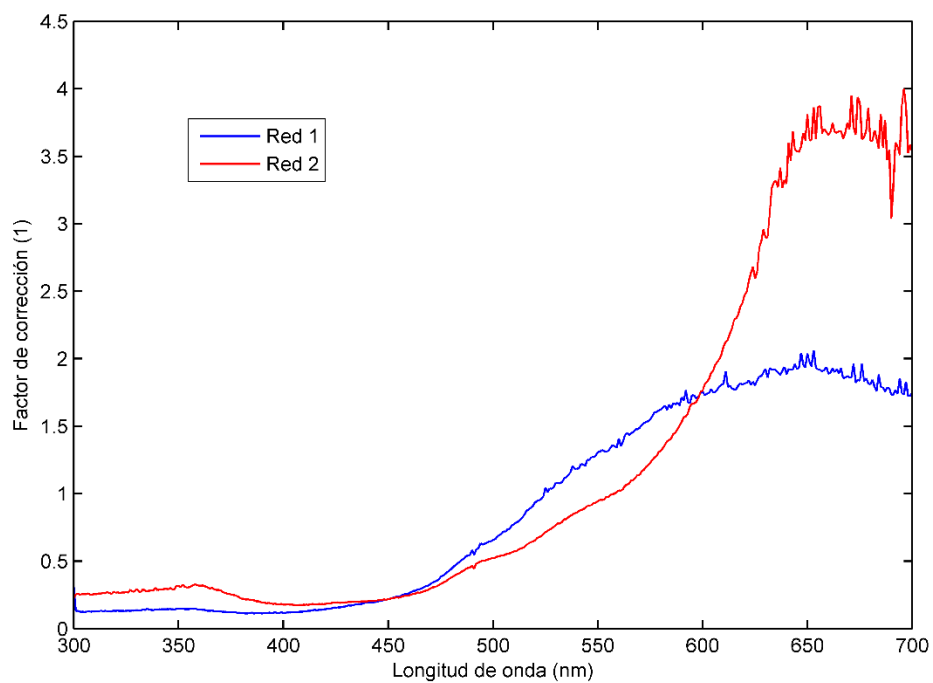
De los espectros tomados bajo las mismas condiciones, se observa que la red de difracción 2 es más eficiente que la red de difracción 1 en el rango de 300 a 800 nm. Así mismo, se corrobora que la red de difracción 2 presenta su pico de eficiencia alrededor de los 500 nm. También se observa que la eficiencia de detección del sistema espectroscópico decae luego de los 600 nm.

Nótese que los espectros tomados no son similares al espectro patrón. Para corregir esta situación, se elabora una curva de respuesta instrumental que es necesaria para compensar por intensidad relativa las líneas espectrales o las bandas Raman. Matemáticamente, se define como la división punto a punto entre las curvas normalizadas de intensidad obtenida con un espectrómetro patrón y de intensidad obtenida con un espectrómetro a calibrar. Se muestra visualmente la obtención de esta curva para cada red de difracción. Para los algoritmos de corrección de intensidad, la función elegida de aproximación a la respuesta instrumental es una suma de ocho funciones sinusoidales:

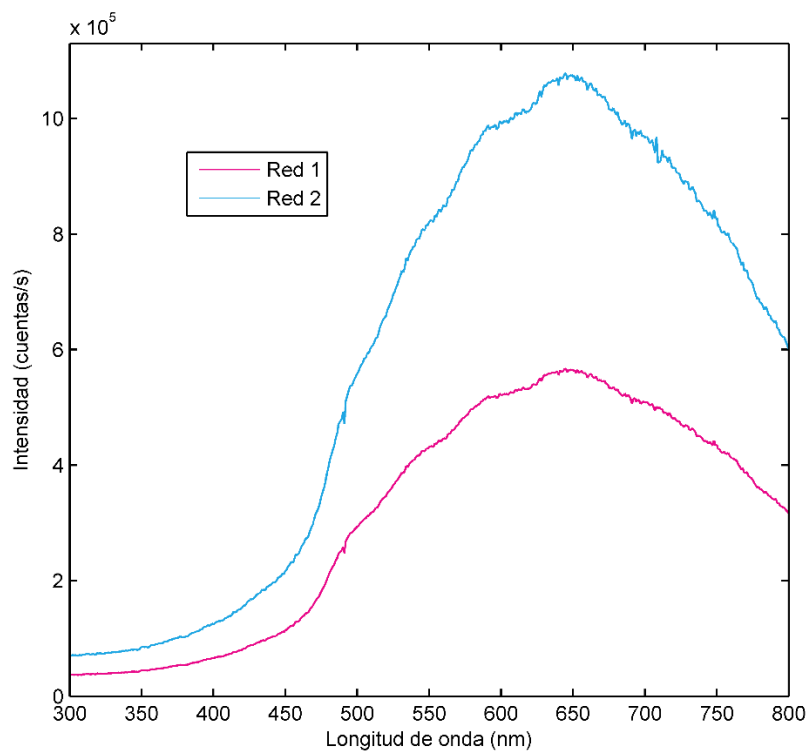
$$f(x) = \sum_{i=1}^8 a_i \sin(b_i x + c_i) \quad (28)$$

cuyos parámetros se hallaron mediante la herramienta *cftool* de MATLAB.





**Figura 34.** Curvas de respuesta instrumental obtenidas a partir de los datos.



**Figura 35.** Espectros corregidos de una lámpara de tungsteno obtenidos con el sistema espectroscópico construido.

### CAPÍTULO 3

## 3. CARACTERIZACIÓN DE LA ARQUITECTURA ÓPTICA Y ELECTRÓNICA CONSTRUIDA

### 3.1. Líneas de retardo en el TDC

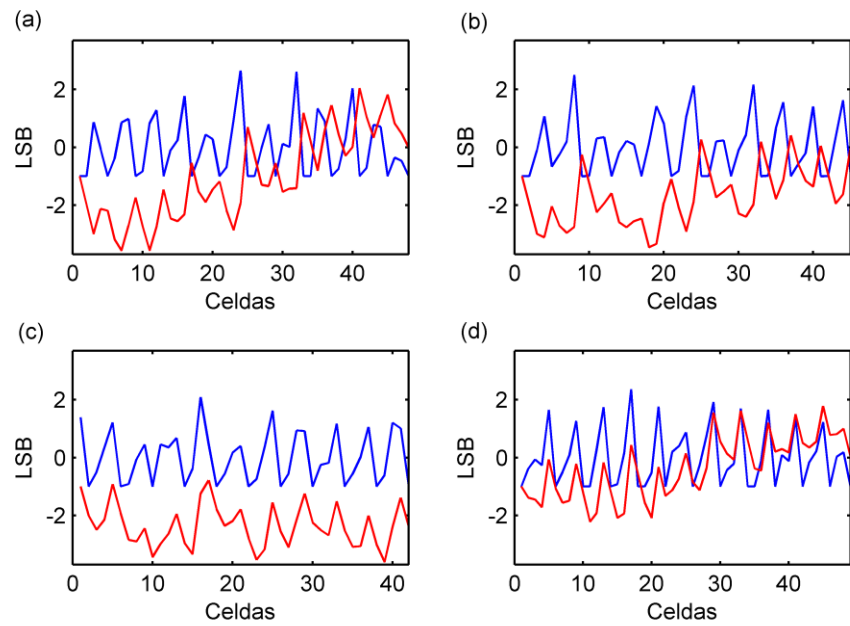
Para un cristal de 27 MHz, se obtuvieron  $128 \times 10^3$  muestras. Los rangos dinámicos verdaderos de todas las líneas de retardo se muestran en las tablas 7 y 8. Así mismo, se muestran las curvas de no linealidad diferencial (DNL) e integral (INL) (Fig. 36-37). Se halló que la DNL varía entre -1 LSB y 2.74 LSB, y la INL varía entre -2.75 LSB y 3.39 LSB. Estas figuras son similares a las de otros trabajos desarrollados en la misma familia de FPGA o similares de Xilinx (Aloisio et al., 2009) (Bourdeauducq, 2013) (Fishburn et al., 2013). (Torres et al., 2014). No obstante, estas figuras podrían ser demasiado altas para aplicaciones como la tomografía de emisión de positrones o en experimentos de física de alta energía, para las cuales se sugiere que cualquier tipo de no linealidad no sobrepase la cantidad de  $\pm 1$  LSB. Una de las formas de disminuirla consiste en muestrear el sumador en lugar de sus multiplexores internos. A esto se le conoce como *downsampling* (Favi & Charbon, 2009). Así, se espera que las figuras de no linealidad mejoren, aún a costa de la resolución. Si se realiza este procedimiento por un factor de 4, se halla que la DNL varía entre -0.85 LSB y 0.55 LSB, y la INL varía entre -0.76 LSB y 0.85 LSB (Fig. 38-39). En la tabla 9, se consignan los promedios de retardos de propagación en cada sumador hallados para todas las líneas. De ellos, se observa que los sumadores no son uniformes, por ende presentarán retardos distintos. Esta situación fue estudiada en detalle por (Won & Lee, 2016). Así mismo, esta resolución hallada incluye el retardo de propagación interno del sumador y el ruteo entre un sumador y otro.

| Línea | B-A | MR (ps) | $T_{LSB}$ (ps) |
|-------|-----|---------|----------------|
| 0°    | 47  | 923.66  | 19.65          |
| 90°   | 44  | 937.32  | 21.3           |
| 180°  | 41  | 889.18  | 21.68          |
| 270°  | 48  | 999.82  | 20.82          |

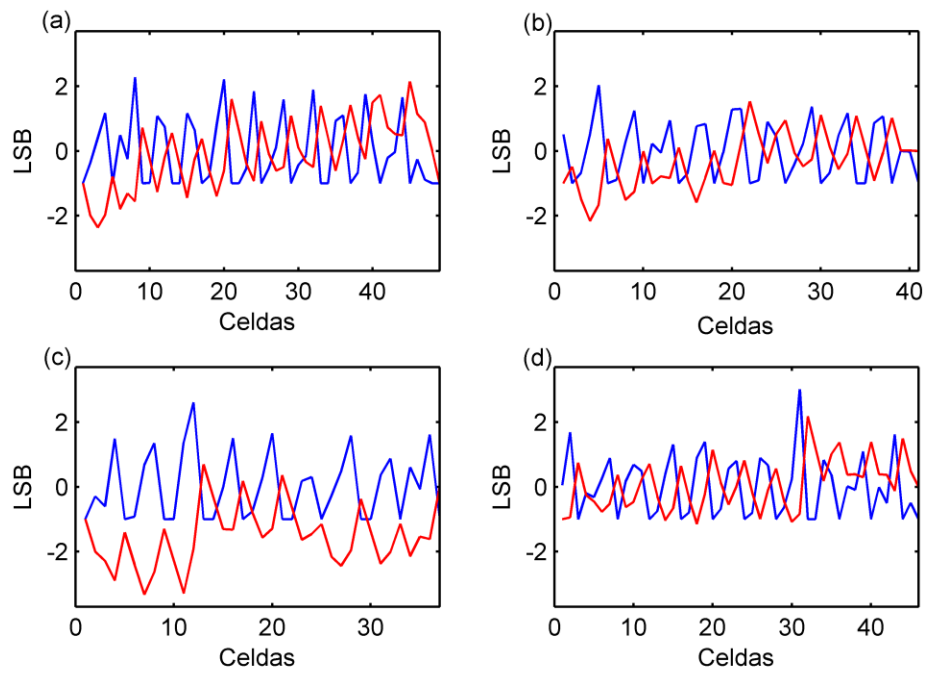
**Tabla 7.** Rangos de medida reales de las líneas de inicio.

| Línea | B-A | MR (ps) | $T_{LSB}$ (ps) |
|-------|-----|---------|----------------|
| 0°    | 48  | 972.85  | 20.69          |
| 90°   | 40  | 895.39  | 22.38          |
| 180°  | 36  | 821.63  | 22.82          |
| 270°  | 45  | 1060.11 | 23.55          |

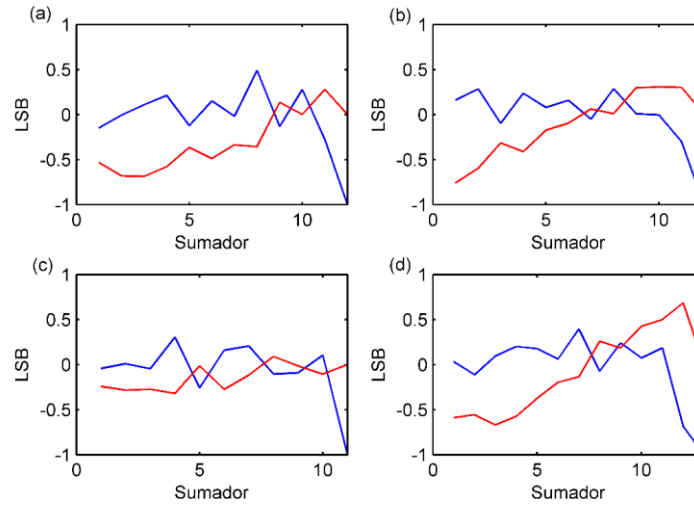
**Tabla 8.** Rangos de medida reales de las líneas de paro.



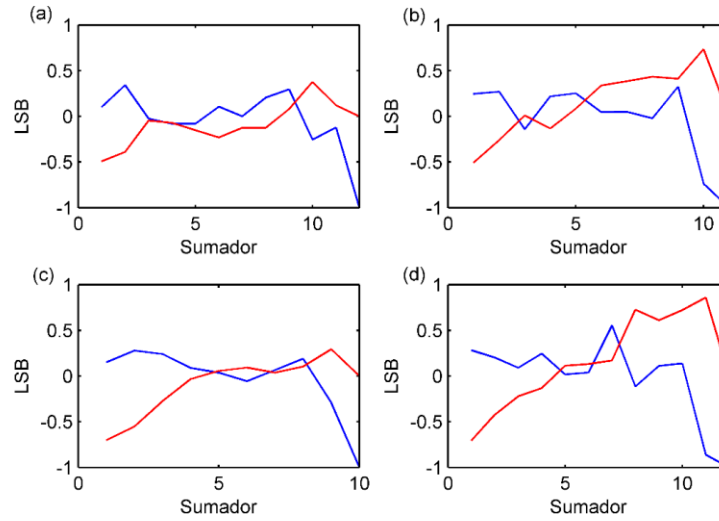
**Figura 36.** No linealidad diferencial (azul) y no linealidad integral (rojo) de las líneas de inicio: (a) 0°, (b) 90°, (c) 180° y (d) 270°.



**Figura 37.** No linealidad diferencial (azul) y no linealidad integral (rojo) de las líneas de paro: (a) 0°, (b) 90°, (c) 180° y (d) 270°.



**Figura 38.** No linealidad diferencial (azul) y no linealidad integral (rojo) de las líneas de inicio, muestreando sólo el sumador para: (a)  $0^\circ$ , (b)  $90^\circ$ , (c)  $180^\circ$  y (d)  $270^\circ$ .

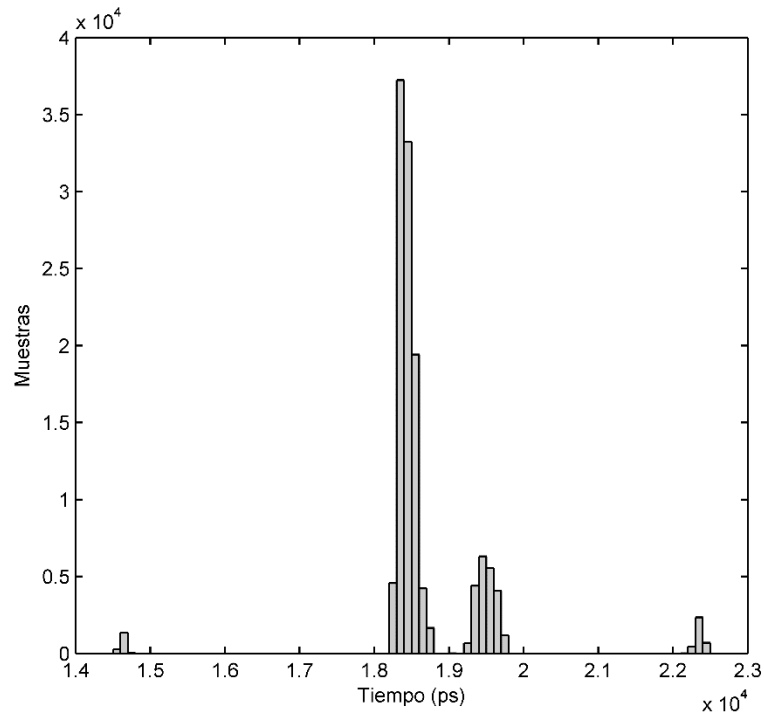


**Figura 39.** No linealidad diferencial (azul) y no linealidad integral (rojo) de las líneas de paro, muestreando sólo el sumador para: (a)  $0^\circ$ , (b)  $90^\circ$ , (c)  $180^\circ$  y (d)  $270^\circ$ .

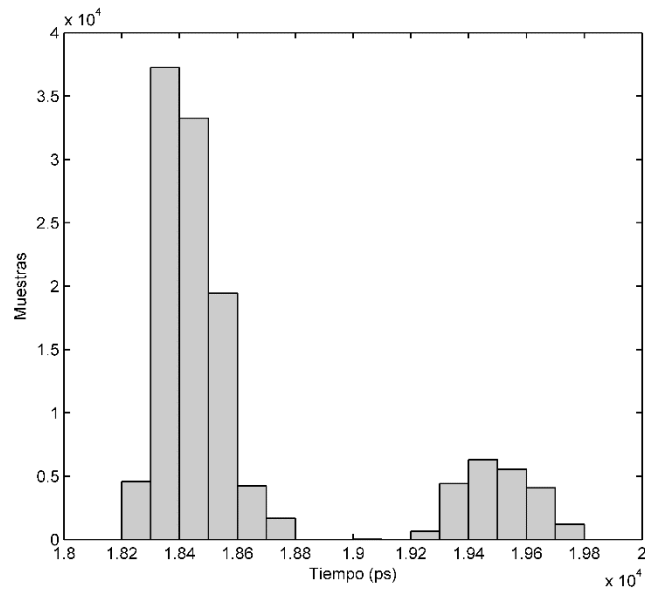
| Líneas de inicio | $T_{LSB}$ (ps) | Líneas de paro | $T_{LSB}$ (ps) |
|------------------|----------------|----------------|----------------|
| $0^\circ$        | 83.779         | $0^\circ$      | 89.653         |
| $90^\circ$       | 85.267         | $90^\circ$     | 90.809         |
| $180^\circ$      | 86.584         | $180^\circ$    | 90.809         |
| $270^\circ$      | 86.591         | $270^\circ$    | 97.411         |

**Tabla 9.** Promedios de retardos de propagación en el sumador hallados para todas las líneas de retardo.

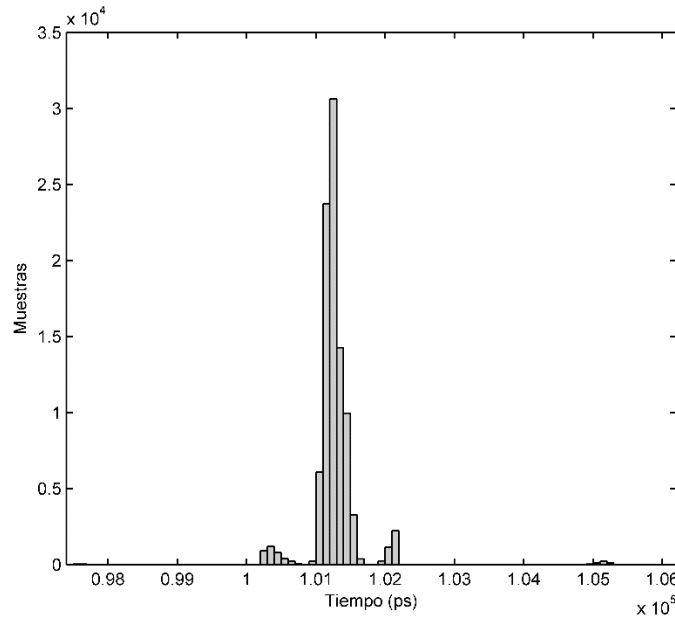
### 3.2. Incertidumbre de las medidas del TDC



**Figura 40.** Espectro de tiempo graficado a partir de todas las  $128 \times 10^3$  muestras recolectadas en la medición del tiempo en alto de la señal de 27 MHz.



**Figura 41.** Detalle de los picos principales del espectro de tiempo obtenido en la medición de la señal de 27 MHz.



**Figura 42.** Espectro de tiempo graficado para una señal de aproximadamente 101.3 ns.

La distribución estadística de los resultados es un histograma que se conoce también como espectro de tiempo. En una medida típica efectuada por el TDC, aparecen al menos cuatro picos. El pico principal corresponde a la mayoría de los resultados. Su media se toma como el resultado principal y su desviación estándar corresponde a la incertidumbre de la medida aportada por la fluctuación temporal de la señal a medir y de la señal de referencia del TDC, el sesgo y la no linealidad generados por la FPGA, entre otras causas. El segundo pico (y tercer pico, como en la Fig. 42) corresponde a resultados desviados a  $\pm 937$  ps debido a los cortes imperfectos del sincronizador. Los demás picos a  $\pm 3750$  ps del resultado principal corresponden a efectos de la metaestabilidad en los flip-flops. Aunque el pico principal se define claramente, es necesario clasificar y fusionar los resultados de este pico con los desviados a  $\pm 937$  ps. El modelo de mezcla gaussiana (en inglés, *gaussian model mixture*) es un método de clasificación probabilística que permite hacerlo mediante dos pasos: agrupar los resultados en  $N$  picos, y calcular una media  $\mu_i$  y una desviación estándar  $\sigma_i$  para cada pico.

Dado un vector de muestras  $x$  y un número de pesos  $w_i = 1, 2 \dots N$ , siendo  $N$  el número de clases o núcleos, la teoría de Bayes (Theodoridis, 2010) argumenta que la función de densidad de probabilidad de los núcleos cumple que:

$$P(w_i|x)p(x) = p(x|w_i)P(w_i) \quad (22)$$

donde  $P(w_i)$  es la probabilidad a priori de la clase  $w_i$ ,  $P(w_i|x)$  es la probabilidad a posteriori del núcleo  $w_i$  dado el valor del dato  $x$ ,  $p(x)$  es la función de densidad de probabilidad del dato  $x$ ; y  $p(x|w_i)$  es la función de densidad de probabilidad condicional de que un dato pertenezca a un núcleo  $w_i$ .

Luego,  $p(x|w_i)$  se puede expresar en términos de una distribución normal  $\mathcal{N}$  de la forma:

$$p(x|w_i) = \mathcal{N}(\mu_i, \sigma_i^2) \quad (23)$$

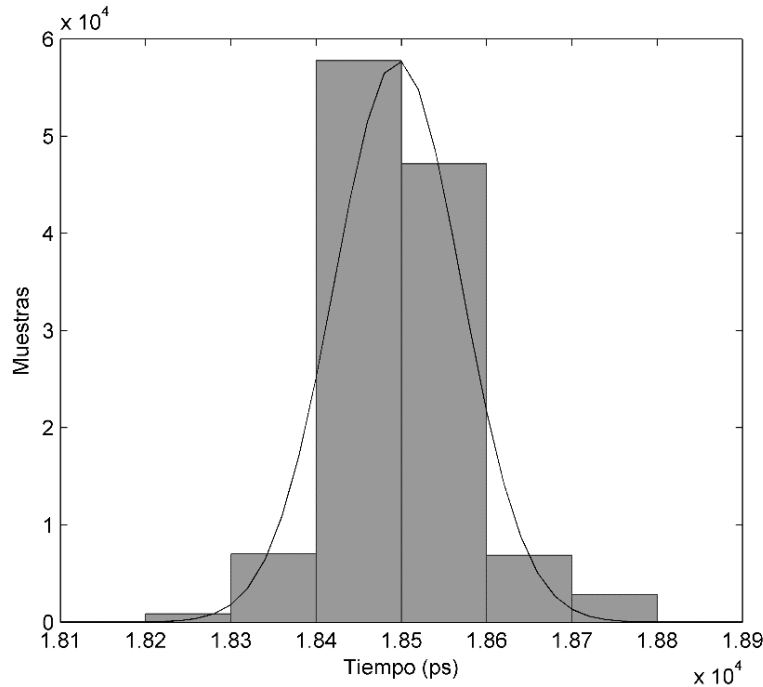
donde  $\mu_i$  es el promedio de los datos que pertenecen a un núcleo  $w_i$  y  $\sigma_i^2$  es la varianza de los mismos. A su vez, la distribución normal se despliega como:

$$\mathcal{N}(\mu_i, \sigma_i^2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_i} \exp\left(-\frac{(x - \mu_i)^2}{2\sigma_i^2}\right) \quad (24)$$

siendo lo anterior posible dado que los datos en los espectros de tiempo pueden ajustarse bajo la distribución mencionada. Entonces, la función de densidad de probabilidad de los núcleos es:

$$P(w_i)P(x|w_i) = \frac{P(w_i)}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(x - \mu_i)^2}{2\sigma_i^2}\right) \quad (25)$$

La expresión presentada es el fundamento del método iterativo de hallar probabilidades y asignar etiquetas mediante un algoritmo de maximización de la esperanza matemática (Bello, s.f.). En Matlab, existe una estructura denominada *gmdistribution* (MATLAB, s.f.), a partir de la cual se pueden agrupar y clasificar los resultados desde que  $N$  sea conocido.



**Figura 43.** Espectro de tiempo de la señal de 27 MHz procesado con el modelo de mezcla gaussiana.

|        | Original   |               | Procesado  |               |
|--------|------------|---------------|------------|---------------|
|        | $\mu$ (ps) | $\sigma$ (ps) | $\mu$ (ps) | $\sigma$ (ps) |
| Pico 1 | 18436      | 97.1019       | 18496      | 74.3249       |
| Pico 2 | 19498      | 116.7950      |            |               |

**Tabla 10.** Picos del espectro de tiempo antes y luego de la mezcla gaussiana.

Se observa que el algoritmo de mezclas gaussianas genera otra distribución más definida, por lo que se considera idóneo para el procesamiento de los resultados. No obstante, siempre se debe verificar que los parámetros arrojados por el algoritmo mencionado correspondan con los parámetros descritos por el histograma de los resultados. Si corresponden, se fusionan todos los picos en uno solo y se recalculan los parámetros de promedio y desviación estándar de las muestras. A continuación, se realizan más medidas con la señal de 27 MHz modificada un sintetizador de frecuencias (primitiva DCM de Xilinx):

| Tiempo teórico | Tiempo práctico | Desviación estándar (ps) |
|----------------|-----------------|--------------------------|
| 18518          | 18496           | 74.3249                  |
| 23147          | 23176           | 103.117                  |
| 22221          | 22069           | 87.4115                  |
| 24698          | 24634           | 80.1373                  |
| 37037          | 36805           | 111.1092                 |
| 64813          | 64574           | 111.9994                 |
| 83331          | 82827           | 139.3451                 |
| 101849         | 101210          | 75.8028                  |
| 120367         | 119530          | 85.9832                  |

**Tabla 11.** Incertidumbre en las medidas de señales generadas con el DCM.

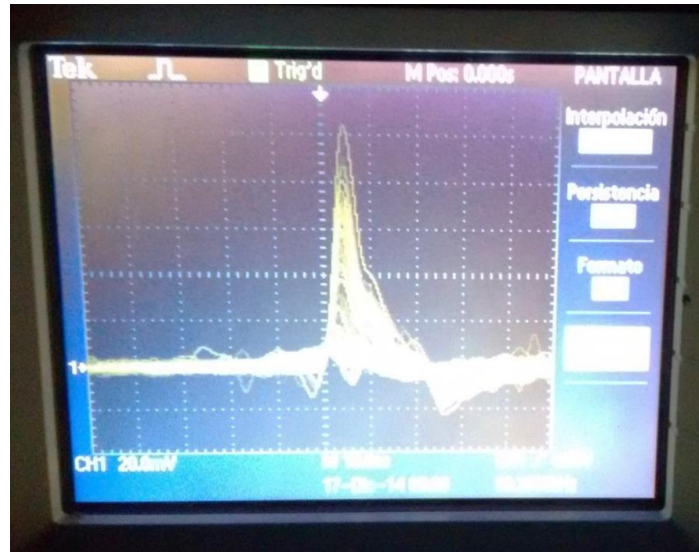
Con respecto al TDC desarrollado por R. Szplet et al (Szplet et al., 2013) que usa como fuente de señal de reloj un generador basado en átomos de rubidio, se observa que un cristal oscilador contribuye al sistema con una fluctuación temporal (300 ps, pico a pico) que no se puede ignorar en la estimación de la incertidumbre de la medida en general. Sus efectos sobre la resolución, la precisión de única toma y el número efectivo de bits del TDC se pueden estudiar si se dispone de un osciloscopio y generador de funciones de alta resolución.

### 3.3. Discriminación y digitalización de la señal del tubo fotomultiplicador

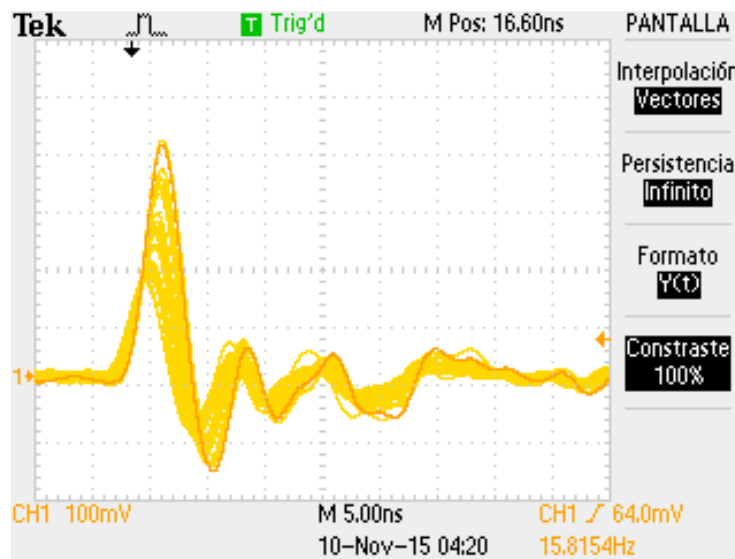
Se muestra la señal preamplificada tanto con el circuito de trabajo de pregrado (Fig. 44) como con la referencia de Mini-circuits ZX60-P103LN+ (Fig. 45). En la figura del trabajo de pregrado, la escala temporal es de 10 ns, la escala de amplitud es 20 mV/div y se usa una



persistencia de 5 s. En la otra figura, la escala temporal es de 5 ns, la escala de amplitud es 100 mV/div y se usa una persistencia infinita. Ambas exhiben pospulso, siendo el circuito del trabajo de pregrado menos afectado. Sin embargo, para ambos se observa que el primer pulso tiene una gran fluctuación de amplitud, lo cual es consistente con la forma típica de un pulso preamplificador proveniente de un tubo fotomultiplicador, salvo el cambio de polaridad. De los dos circuitos preamplificadores disponibles, se escoge la referencia de Mini-circuits por proveer mayor ganancia; sin necesidad de preocuparse por los pulsos siguientes que podrán ser filtrados por el discriminador de ventana.

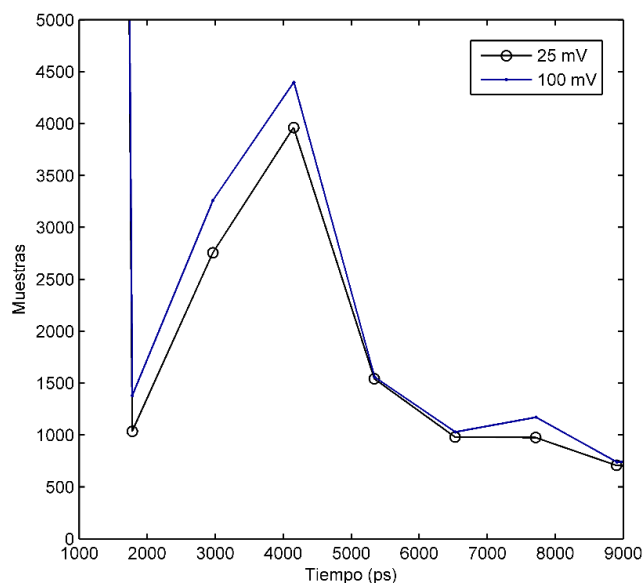


**Figura 44.** Forma de onda a la salida del preamplificador diseñado en el trabajo de pregrado.

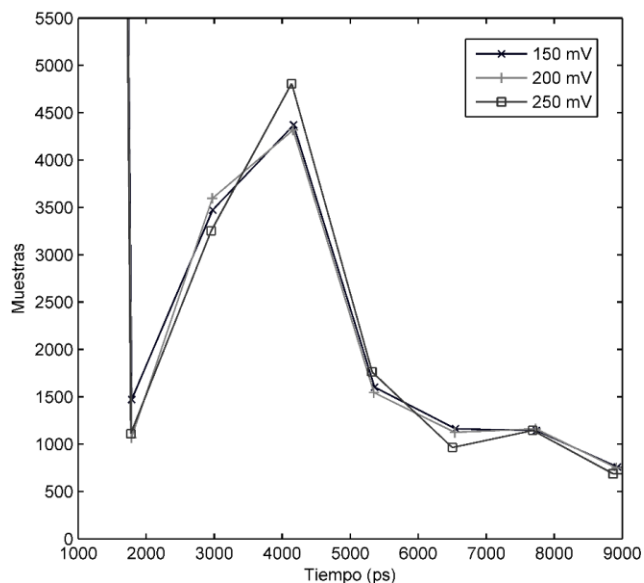


**Figura 45.** Forma de onda a la salida del preamplificador Mini-circuits ZX60-P103LN+.

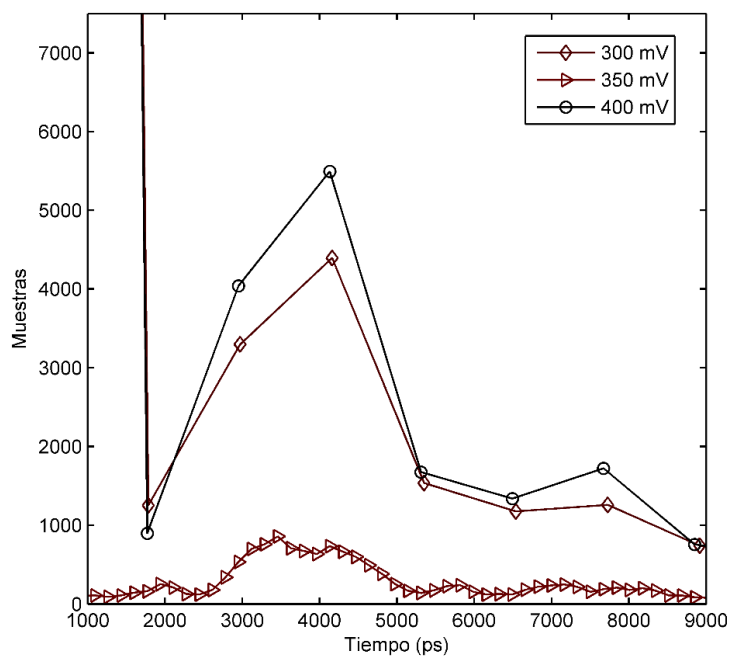
Luego, el discriminador de ventana ignora el pospulso al establecer un umbral de voltaje lo suficientemente alto y un rango de intervalos de tiempo que reúna las características del pulso principal. Con el fin de ajustar de manera adecuada los parámetros de este discriminador, se efectuaron las siguientes capturas con el TDC para cada umbral de voltaje y poca luz en el fotodetector.



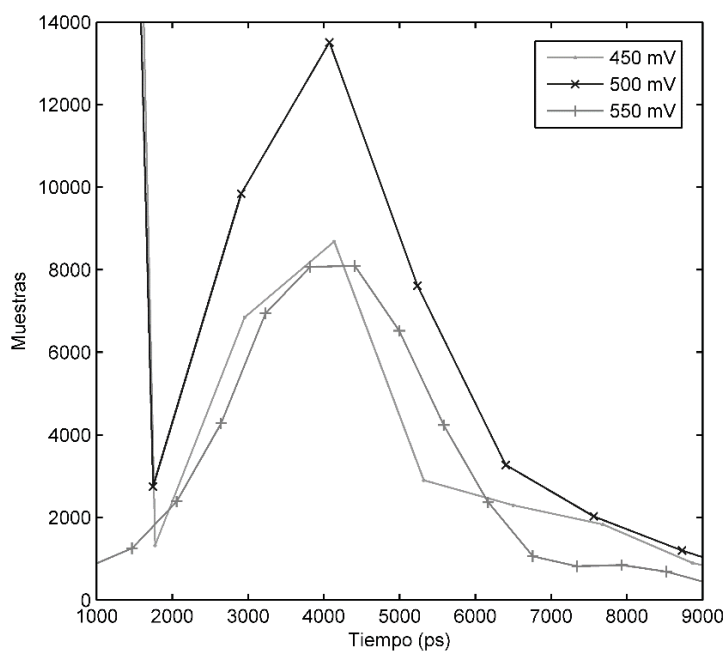
**Figura 46.** Espectros de tiempo de la señal preamplificada para los umbrales de 25 mV y 100 mV.



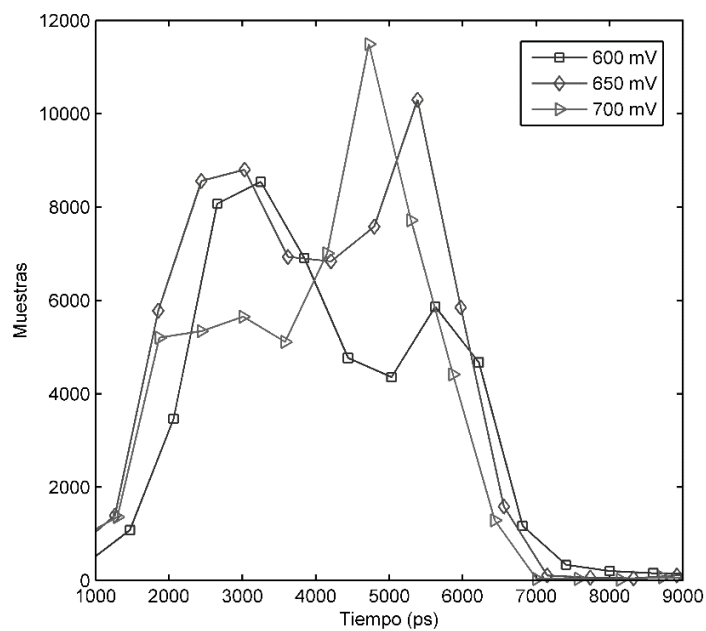
**Figura 47.** Espectros de tiempo de la señal preamplificada para los umbrales de 150 mV, 200 mV y 250 mV.



**Figura 48.** Espectros de tiempo de la señal preamplificada para los umbrales de 300 mV, 350 mV y 400 mV.



**Figura 49.** Espectros de tiempo de la señal preamplificada para los umbrales de 450 mV, 500 mV y 550 mV.



**Figura 50.** Espectros de tiempo de la señal preamplificada para los umbrales de 600 mV, 650 mV y 700 mV.

La información de las figuras anteriores se resume en la siguiente tabla:

| Umbral (mV) | Intervalo de tiempo (ns) | Ancho más recurrente (ns) | Cuentas máximas ( $\times 10^3$ ) |
|-------------|--------------------------|---------------------------|-----------------------------------|
| 25          | 2-6                      | 4.2                       | 4                                 |
| 100         | 2-6                      | 4.2                       | 4.5                               |
| 150         | 2-6                      | 4.2                       | 4.3                               |
| 200         | 2-5                      | 4.2                       | 4.3                               |
| 250         | 2-5                      | 4.2                       | 5                                 |
| 300         | 2-6                      | 4.2                       | 4.2                               |
| 350         | 2.5-5                    | 3.8                       | 1                                 |
| 400         | 2-5                      | 4.2                       | 5.5                               |
| 450         | 2-5                      | 4                         | 8.5                               |
| 500         | 2-6                      | 4                         | 14                                |
| 550         | 2-6                      | 4                         | 8                                 |
| 600         | 1.5-6.5                  | 3.2                       | 8.5                               |
| 650         | 1.3-6.5                  | 5.5                       | 10.5                              |
| 700         | 1.3-6.5                  | 4.5                       | 11.5                              |

**Tabla 12.** Resumen de resultados del esquema de discriminación y digitalización.

Se observa que las curvas tomadas para umbrales de voltaje más bajos son similares, hasta los 300 mV. Esto indica que no hay una separación óptima entre la señal y el ruido. Esto, debido a que los intervalos de tiempo y los anchos más recurrentes coinciden sin importar el número de cuentas. Sin embargo, esto mismo no sucede para umbrales de voltaje mayores, desde 350 mV en adelante. Alrededor del umbral de 350 mV, las muestras caen a un mínimo, el cual hace la distinción entre los niveles de ruido de fondo y los niveles de la señal del fotodetector. Así, ocurre un mínimo de cuentas que coincide con una separación entre la señal y el ruido por umbral. Conforme aumenta el valor del umbral, las muestras aumentan indicando que se realiza una discriminación óptima entre el pulso principal, los pulsos siguientes derivados del pospulso y el ruido electrónico de fondo. En especial, el intervalo de 450 mV a 550 mV registra la mayor cantidad de pulsos que serían validados. A partir del umbral de 550 mV, desaparecen las muestras por debajo de 2000 ps. Si el discriminador no tuviera en cuenta el criterio del tiempo, sólo podría tomar pulsos a partir del umbral mencionado. Por consiguiente, los umbrales de voltaje y los espectros de tiempo definen una ventana de discriminación robusta y flexible para el conteo de fotones en la adquisición de espectros. De acuerdo con los resultados mostrados, una ventana apropiada de discriminación puede ser un umbral de voltaje entre 400 y 700 mV, y un intervalo de tiempo que corresponda. Si el contador de eventos permite establecer intervalos de 1 ns y sus múltiplos, entonces el intervalo de 2 a 6 ns abarca los anchos temporales de interés.

### **3.4. Comparación del esquema de discriminación desarrollado con otros**

En comparación con otros trabajos citados en la tabla 13 para las familias Xilinx Virtex-5, Spartan-3 y Spartan-6, el TDC realizado en el GOE durante dos períodos del Programa Jóvenes Investigadores (2013-2014) se destaca por sus mejoras técnicas. Dispone de cuatro fases de interpolación, posee mecanismos de compensación en hardware ante las fluctuaciones temporales (en inglés, *jitter*) y sesgo (en inglés, *skew*), corrige errores de burbuja y metaestabilidad, hace un uso eficiente del área disponible y presenta un tiempo de conversión muy bajo (17.5 ns). Su resolución es comparable con la de otros TDC de diferentes familias, siendo de 19.65 a 23.55 ps, con un promedio de 21.6 ps. Por otra parte, se compara este trabajo con varios esquemas de discriminación y digitalización en la tabla 14. El esquema desarrollado de discriminación de pulsos de pulsos se destaca por la resolución del TDC, su elevada tasa de conversión (hasta 57 MSPS) y resolución de ajuste de umbral para la discriminación por amplitud (1 mV) dada por el DAC empleado. Sin embargo, deben señalarse las siguientes consideraciones. La tasa de conversión mencionada sólo puede darse si se usa un puerto de comunicación rápida, como Ethernet o PCI en lugar de un puerto USB. Además, el esquema de discriminación propuesto no puede funcionar como un ADC de pendiente única, porque sólo usa umbrales constantes y el DAC usado sólo puede operar en bajas frecuencias.

|                         | FPGA Familia | LSB (ps)    | MR (s)                | INL (LSB) | T <sub>conv</sub> (ns) | PVT | Multifase |
|-------------------------|--------------|-------------|-----------------------|-----------|------------------------|-----|-----------|
| (Szplet et al., 2009)   | Spartan-3    | 45          | 0.1-1                 | 2.1       | 15                     | Sí  | Sí (4)    |
| (Aloisio et al., 2009)  | Virtex-5     | 24          | -                     | -         | 8                      | Sí  | Sí (4)    |
| (Szplet et al., 2013)   | Spartan-6    | 2.9         | 1x10 <sup>-3</sup>    | 19.63     | 200                    | Sí  | Sí (4)    |
| (Bourdeauducq, 2013)    | Spartan-6    | 26          | 238x10 <sup>-3</sup>  | -         | 48                     | No  | No        |
| (Favi & Charbon, 2009)  | Virtex-5     | 16.9        | 50x10 <sup>-9</sup>   | 2.58      | 3.33                   | Sí  | No        |
| (Fishburn et al., 2013) | Virtex-6     | 19.6        | 100x10 <sup>-6</sup>  | 3.86      | 40                     | Sí  | No        |
| (Torres et al., 2014)   | Kintex-7     | 22.7        | 5.24x10 <sup>-6</sup> | 3.4       | 30                     | Sí  | No        |
| Este trabajo            | Spartan-6    | 19.65-23.55 | 9.6x10 <sup>-6</sup>  | 3.39      | 17.5                   | Sí  | Sí (4)    |

**Tabla 13.** Comparación del TDC desarrollado con otros reportados en la literatura.

|                         | Rendimiento (MSPS) | TDC LSB (ps) | TDC en FPGA | Umbral ajustable | Comparador | Manejo del umbral         |
|-------------------------|--------------------|--------------|-------------|------------------|------------|---------------------------|
| (Wu, 2013)              | 20 - 120           | 10           | Sí          | Sí               | Externo    | Resistencia de histéresis |
| (Wu et al., 2011)       | 2 - 62.5           | 60           | Sí          | No               | Interno    | No disponible             |
| (Ugur et al., 2013)     | 22                 | 7.3          | Sí          | No               | Interno    | Amplificador de carga     |
| (Yuan et al., 2012)     | -                  | 200          | Sí          | No               | Externo    | Dentro del SPAD           |
| (Farr et al., 2009)     | 100                | 500          | Sí          | Sí               | Externo    | Comparador y DAC          |
| (Vyhlídal et al., 2011) | 0.09               | 15           | No          | Sí               | Externo    | Comparador y DAC          |
| Este trabajo            | 57                 | 21.6         | Sí          | Sí               | Externo    | Comparador y DAC          |

**Tabla 14.** Comparación del esquema de discriminación desarrollado con otros reportados en la literatura.

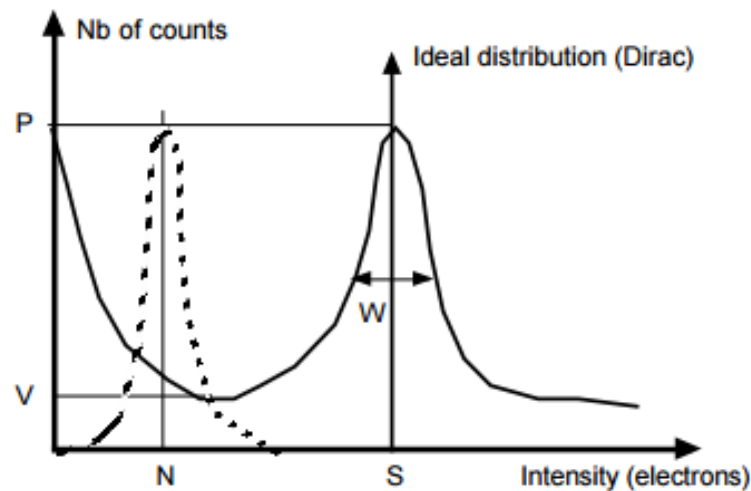
### 3.5. Distribución obtenida de la altura de pulso

Uno de los procedimientos que caracteriza la amplitud del pulso de corriente consiste en obtener el número de cuentas validadas variando el umbral de discriminación. Esta prueba produce una gráfica que se conoce como distribución de altura de pulso, la cual permite

revisar si la adquisición de pulsos de fotodetector opera adecuadamente. Hay dos modos diferentes de obtener la distribución:

*Integral:* Las cuentas se integran entre un nivel de discriminación y otro.

*Diferencial:* Sólo se reciben las cuentas que difieren del nivel de discriminación vecino. Esta es la curva a obtener, dada su utilidad en este trabajo.



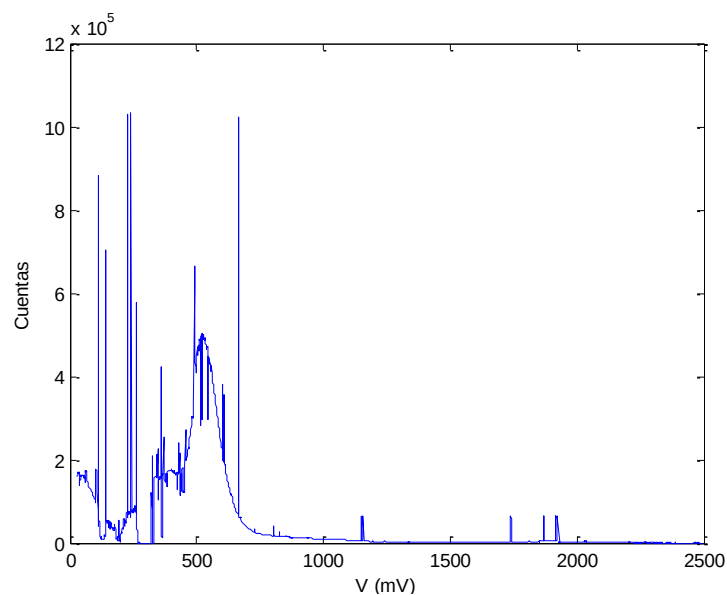
**Figura 51.** Curva típica de la distribución de la altura de pulso.

**Fuente:** MOREL, S. y SWAPAN, S. K. (2005) 100 years of photon counting: the quest for the perfect eye. *21<sup>st</sup> Century Astrophysics*, pp. 237 – 257.

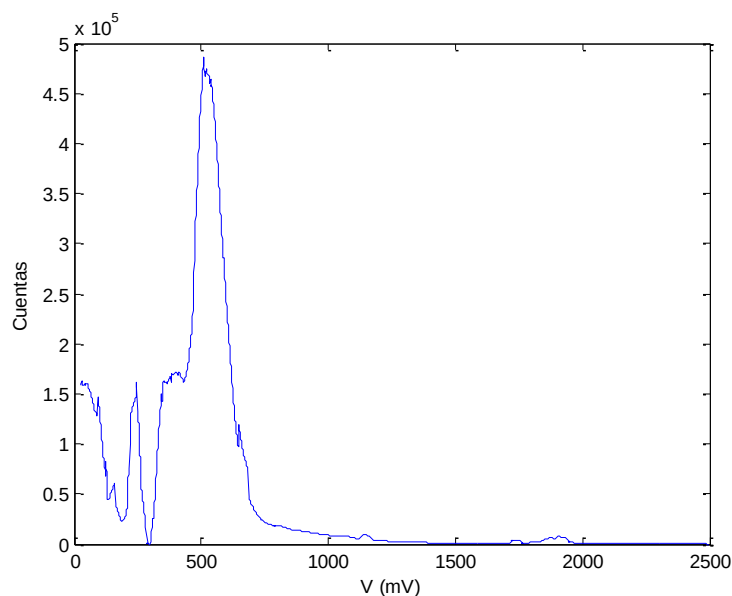
En la curva mostrada, se señalan las convenciones que visualmente permiten si las condiciones de operación del espectrómetro son óptimas. El pico mayor contiene los pulsos regulares de la corriente de respuesta ante un fotoelectrón. Un pico menor puede ser el punteado, el cual es causado por fotoelectrones que se dispersan en el primer dinodo y alcanzan el segundo sin amplificarse. Esta situación se corrige con un voltaje de polarización adecuado para el fotodetector. La curva a la izquierda corresponde al ruido electrónico. Hay un punto de valle  $V$  que debe ser claro para distinguir entre la región del ruido que está antes del valor de abscisa  $N$  y la región de la señal que está después. Por aparte, la relación entre las ordenadas  $V$  y  $P$  debe ser lo suficientemente alta para que el discriminador pueda distinguir sus equivalentes en los umbrales de voltaje. Si no existe una distinción adecuada, hay excesos de corriente oscura o ruido electrónico de fondo por sobrecarga fotónica. En este caso, es necesario disminuir la intensidad que ingresa al monocromador.

Bajo un rango de discriminación temporal de 2 a 10 ns, se tomó la distribución de la altura de pulso del PMT en forma de cuentas válidas para cada umbral de voltaje seleccionado. Se toman los resultados con el *shutter* cerrado del monocromador y algunas fuentes inevitables de luz ajenas al montaje, los cuales vienen de algunos indicadores de otros

aparatos y de la hendidura de la puerta de la sala de espectroscopía. La situación descrita se aproxima al análisis de la corriente oscura del fotodetector. Se muestran tanto la gráfica original como la gráfica suavizada. La gráfica suavizada se obtuvo con ayuda del filtro de promedio móvil (en inglés, *moving average filter*) de MATLAB implementado en la función *smooth*.



**Figura 52.** Distribución de la altura de pulso sin suavizar.

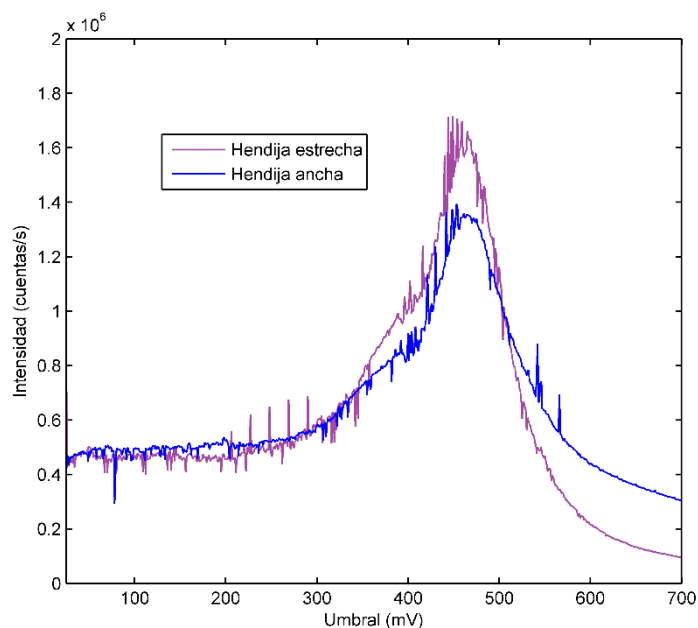


**Figura 53.** Distribución de la altura de pulso suavizada.



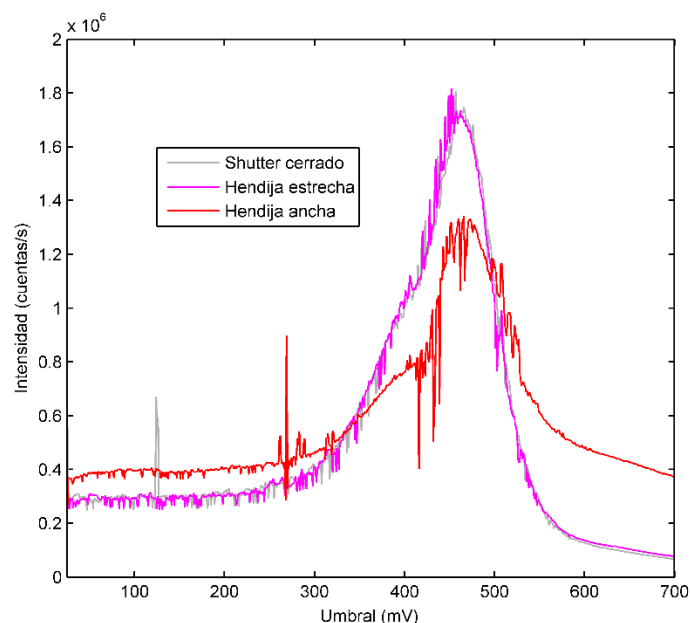
De acuerdo con las figuras, se observa que el valle de la señal está en 300 mV y el pico de la señal más recurrente está en 523 mV. Así mismo, se muestra que la señal del PMT se diferencia del ruido a partir de 400 mV en adelante. En comparación con las figuras de la discriminación y digitalización de la señal del PMT (Fig. 46-50), se destaca lo siguiente. Hasta los 400 mV, las figuras coinciden en que no hay separación óptima entre el ruido y la señal. Igualmente, las figuras coinciden en que el máximo de cuentas se da entre 450 mV y 550 mV. Si se conocen los anchos más recurrentes de la señal de PMT y no hay fuentes de ruido no explicadas en el sistema, la prueba de distribución de altura de pulso con umbrales de tiempo configurado previamente es más ágil para verificar el óptimo funcionamiento de la adquisición de espectros. Si no es así, se requiere obtener tomas del TDC para conocer los límites del intervalo de tiempo en el que se espera encontrar la señal.

Si el monocromador recibe luz y si se restringe más el intervalo de tiempo en el contador de eventos, de 2 a 6 ns, se obtiene una curva ligeramente diferente. La curva del ruido a la izquierda de la curva de la señal desaparece. Así mismo, permite hallar con mayor claridad las regiones de los umbrales óptimos de voltaje para la adquisición de espectros sin importar el tipo de muestra o fuente lumínica a caracterizar. A través de las siguientes figuras, se muestran ejemplos de distribuciones de altura de pulso previas a la adquisición de espectros de una lámpara de mercurio, de una lámpara de tungsteno, de diversos colorantes orgánicos fluorescentes y de la cola de un láser verde de 532 nm. Para cada una de ellas, se mencionan las condiciones experimentales.



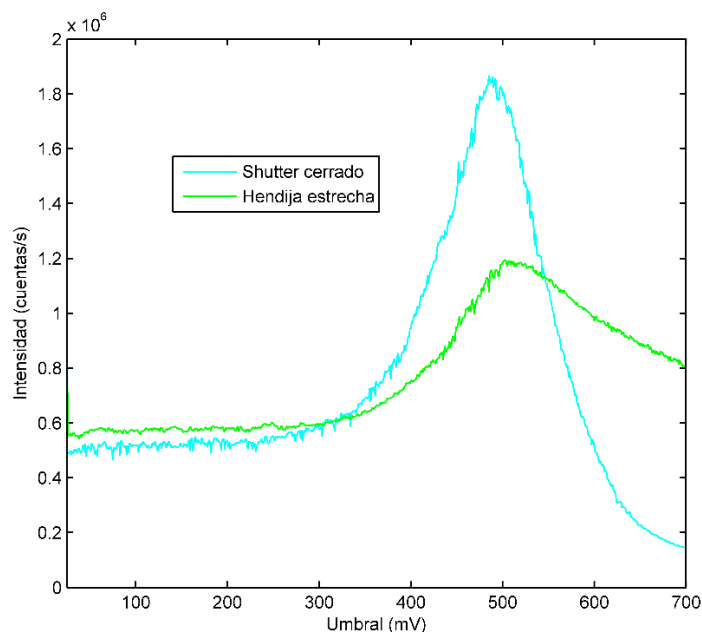
**Figura 54.** Distribuciones de altura de pulso para una lámpara de tungsteno al cambiar la hendija de entrada entre una ancha de 1 mm y otra estrecha de 10  $\mu$ m.

Condiciones: 1000 V para el PMT, hendija ancha a la salida del monocromador y longitud de onda de 450 nm.



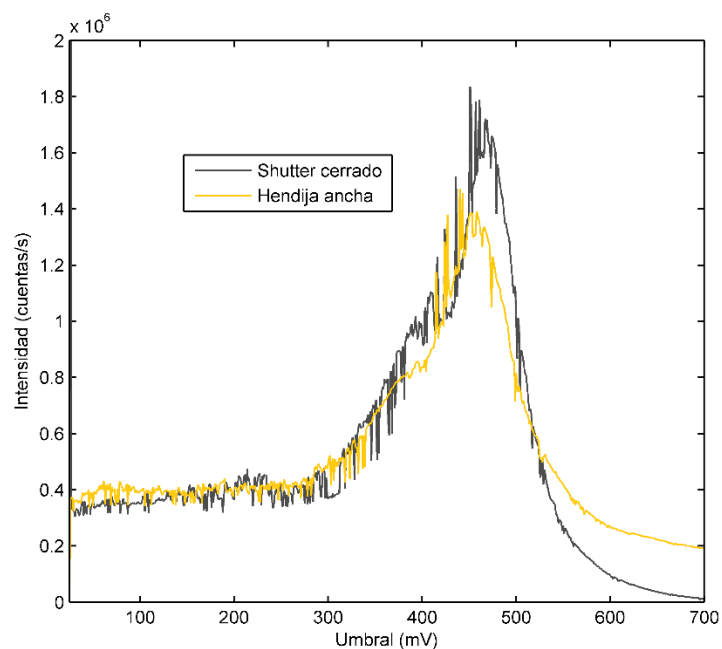
**Figura 55.** Distribuciones de altura de pulso para una muestra de rodamina 6G al cerrar el *shutter* del monocromador y cambiar la hendija de entrada entre una ancha de 1 mm y otra estrecha de 10  $\mu\text{m}$ .

Condiciones: 1000 V, 550 nm. Red de difracción #2. Hendija ancha a la salida del monocromador.



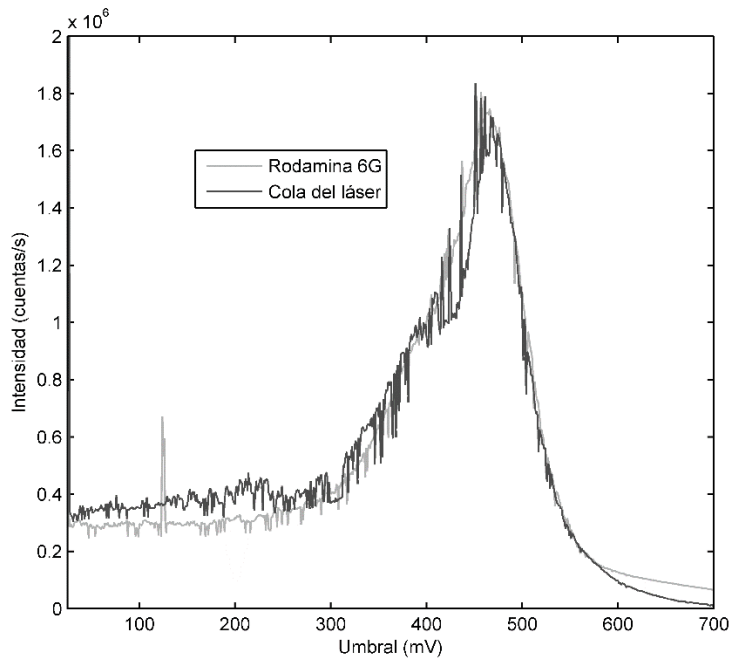
**Figura 56.** Distribuciones de altura de pulso para una lámpara de mercurio al cambiar la hendija de entrada entre una ancha de 1 mm y otra estrecha de 10  $\mu\text{m}$ .

Condiciones: 1000 V, 420 nm, Hendija ancha a la salida, red de difracción #2.

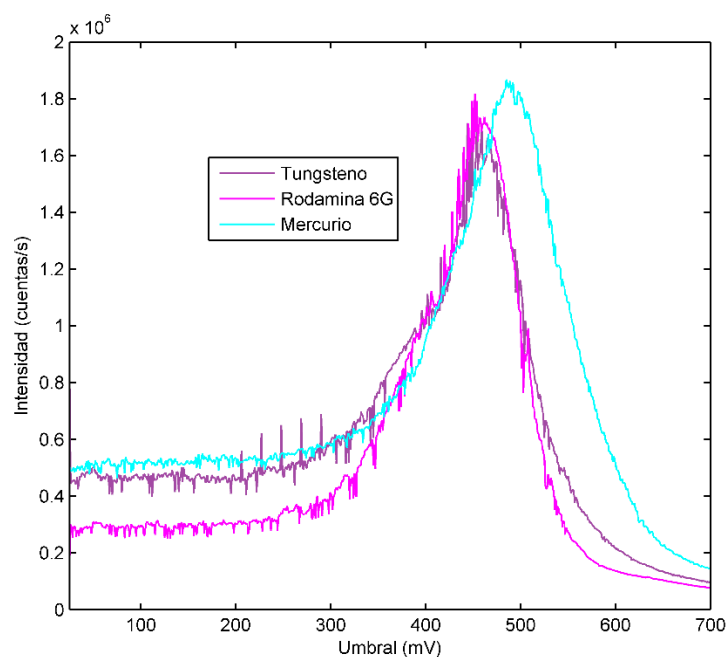


**Figura 57.** Distribuciones de altura de pulso para la cola de un láser de 532 nm no filtrado al cerrar el *shutter* del monocromador y usar una hendija ancha de 1 mm.

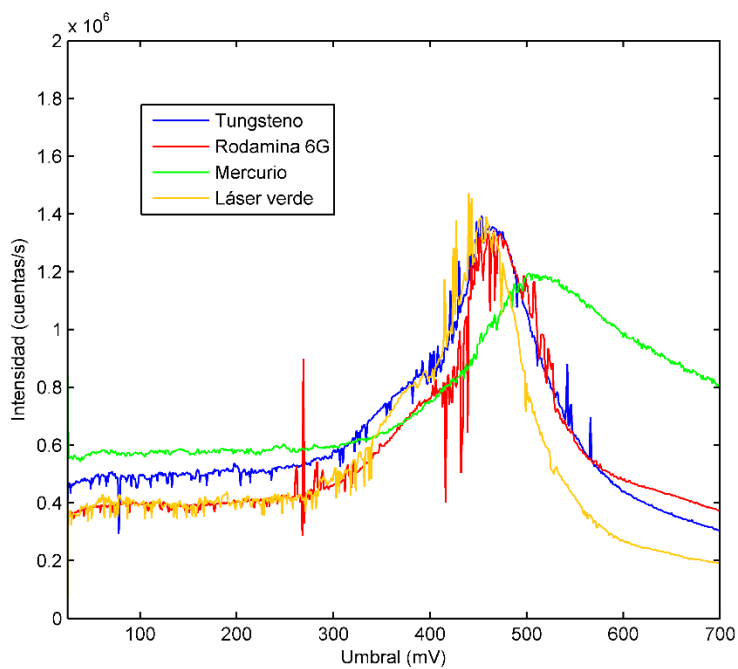
Condiciones: 1000 V, 550 nm. Red de difracción #2. Hendija ancha a la salida del monocromador.



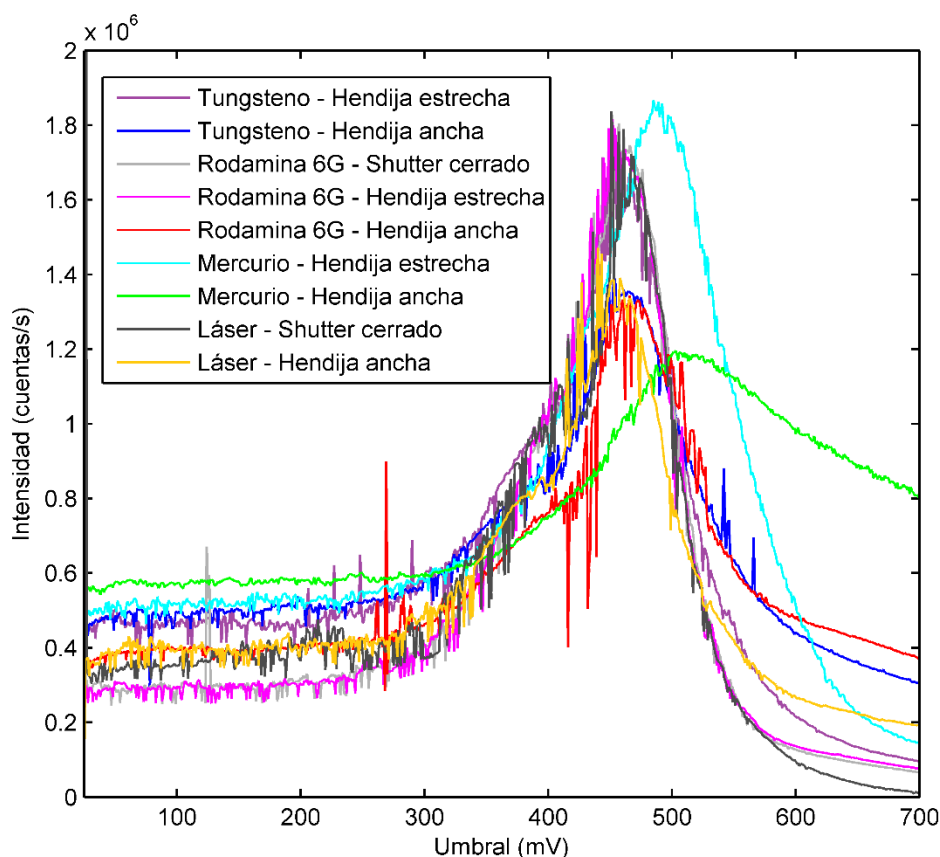
**Figura 58.** Distribuciones de altura de pulso para situaciones de *shutter* cerrado.



**Figura 59.** Distribuciones de altura de pulso para situaciones con la hendidja estrecha a la entrada del monocromador.



**Figura 60.** Distribuciones de altura de pulso para situaciones con la hendidja ancha a la entrada del monocromador.



**Figura 61.** Distribuciones de altura de pulso tomadas con el sistema espectroscópico construido.

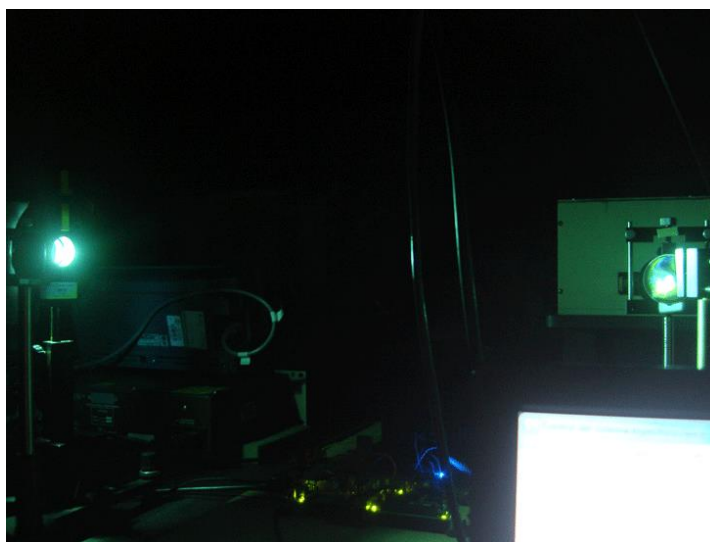
Se observa que a mayor cantidad de luz, la distribución retiene valores altos de intensidad en umbrales más elevados. Esta situación se hace evidente cuando se pasa de una hendidura estrecha a una hendidura ancha en la entrada del monocromador. Así mismo, se observa que una mayor cantidad de luz genera una distribución más ancha y menos alta, debido a que hay pulsos más altos que se distribuyen en un intervalo de umbrales más ancho. También, se halló que la respuesta del sistema sin recibir luz es más ruidosa. Además, la respuesta ante una hendidura estrecha en la entrada del monocromador se asemeja a la respuesta del sistema sin recibir luz. Para la rodamina 6G, ambas gráficas llegan a confundirse. Esta situación es un indicador de la intensidad lumínica mínima que el fotodetector es capaz de resolver.

Finalmente, se observa que la respuesta de todas las distribuciones se mezcla hasta luego de los 500 mV. Desde ahí, se distingue un intervalo donde la respuesta de intensidad presenta visualmente el menor ruido y se hace proporcional a la entrada de luz en el sistema, el cual está por encima de los 550 mV. Así, se establece que los umbrales óptimos para la adquisición de espectros están por encima de los 550 mV. Para las condiciones

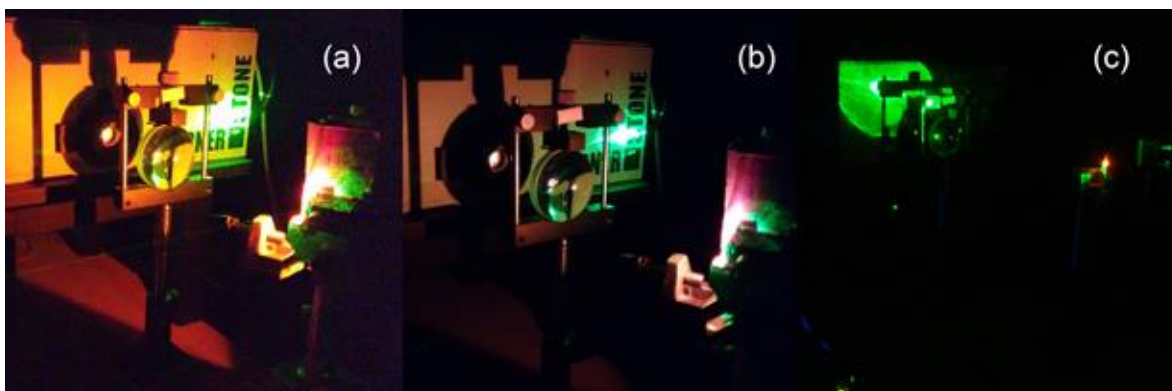
experimentales dadas, el umbral de 600 mV sobresale por conservar la proporcionalidad entre las diferentes situaciones de iluminación y al permitir la distinción entre las situaciones de *shutter* cerrado y hendidia estrecha para la rodamina 6G. Este umbral se utilizará para los espectros que se mostrarán a continuación.

### 3.6. Adquisición de espectros

En los montajes ópticos para la obtención de los espectros de emisión y de fluorescencia, hay algunas diferencias. Para los espectros de fluorescencia, la luz esparcida se recolectó en un ángulo de  $90^\circ$  a la dirección del haz de luz láser incidente. Para los espectros de emisión, se sustituyó la muestra por un espejo. Para ambos casos, se utilizó un lente que concentra la luz en la hendidia de entrada del monocromador.



**Figura 62.** Montaje óptico para la adquisición del espectro de la lámpara de mercurio usando un espejo.

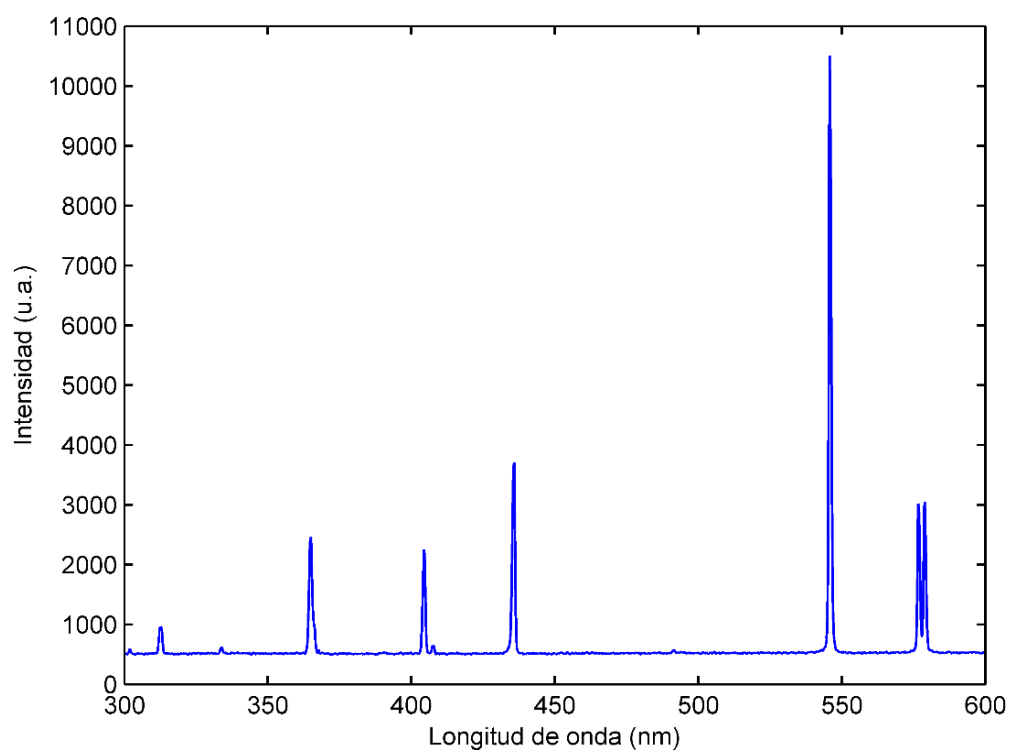


**Figura 63.** Fluorescencia de la rodamina 6G (a), de la rodamina B (b) y de la oxazina 4 (c).

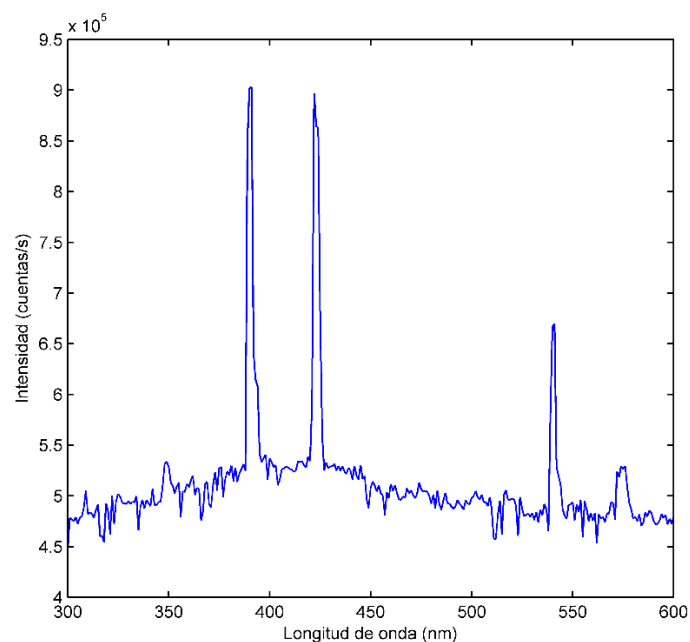
### 3.6.1. Espectros de la lámpara de mercurio

| Longitud de onda esperada (nm) | Espectro patrón (nm) | Error absoluto (nm) | Espectro Red 1 (nm) | Error absoluto (nm) | Espectro Red 2 (nm) | Error absoluto (nm) |
|--------------------------------|----------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| 312.6                          | 312.83               | 0.23                | -                   | -                   | -                   | -                   |
| 334.1                          | 334.96               | 0.86                | -                   | -                   | -                   | -                   |
| 365.0                          | 365.26               | 0.26                | 365                 | 0                   | 365.4               | 0.4                 |
| 404.7                          | 404.68               | 0.02                | 405.6               | 0.9                 | 404                 | 0.7                 |
| 435.8                          | 435.51               | 0.29                | 436.7               | 0.9                 | 434.9               | 0.9                 |
| 546.1                          | 545.72               | 0.38                | 547.1               | 1                   | 546.9               | 0.8                 |
| 577.1                          | 578.84               | 1.74                | 578.3               | 1.2                 | 577.8               | 0.7                 |

**Tabla 15.** Ubicación de las líneas espectrales de la lámpara de mercurio para los tres espectros presentados.

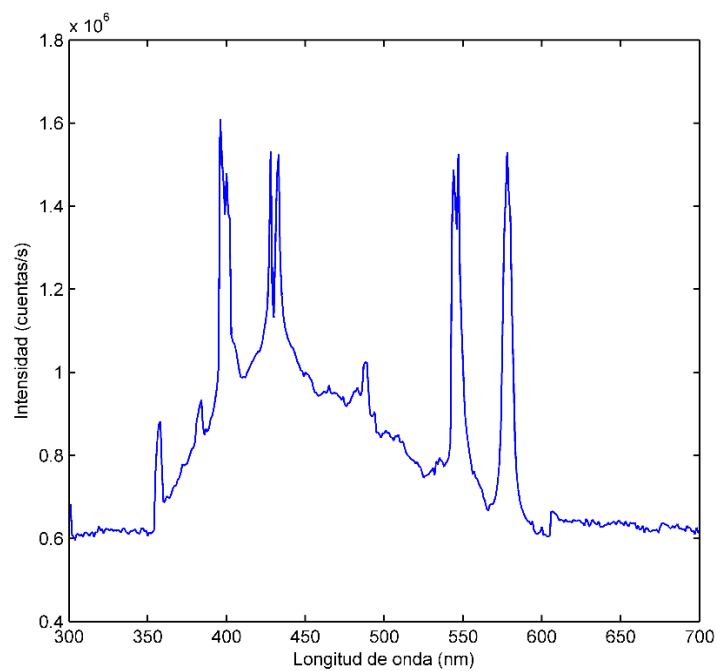


**Figura 64.** Espectro patrón de una lámpara de mercurio obtenido con el equipo Ocean Optics HR4000CG-UV-NIR.



**Figura 65.** Espectro no corregido de la lámpara de mercurio obtenido con el sistema espectroscópico construido, bajo la red de difracción 1.

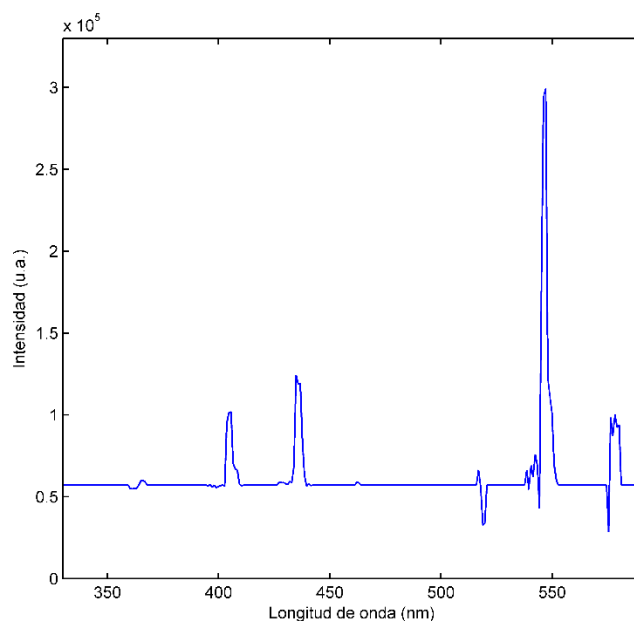
Condiciones: 1000 V, Hendija ancha a la salida, hendidura ancha la entrada, umbral de 600 mV.



**Figura 66.** Espectro no corregido de la lámpara de mercurio obtenido con el sistema espectroscópico construido, bajo la red de difracción 2.

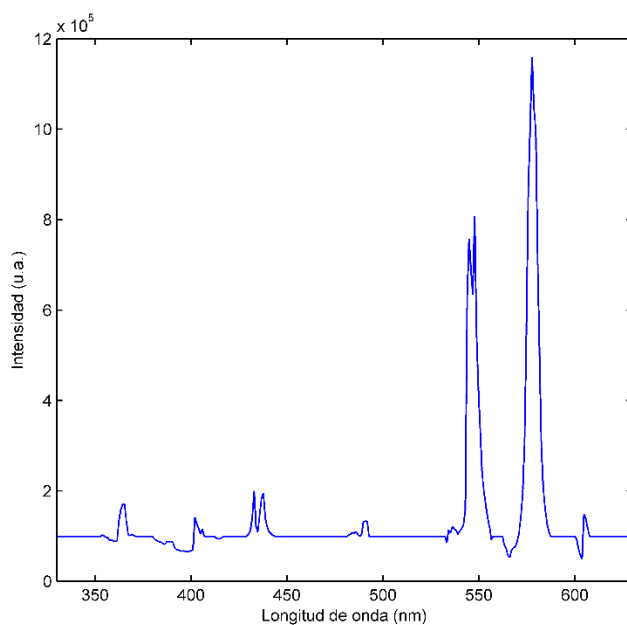
Condiciones: 1000 V, Hendija ancha a la salida, hendidura ancha la entrada, umbral de 600 mV.





**Figura 67.** Espectro corregido de la lámpara de mercurio obtenido con el sistema espectroscópico construido, bajo la red de difracción 1.

Condiciones: 1000 V, Hendija ancha a la salida, hendidura ancha la entrada, umbral de 600 mV.



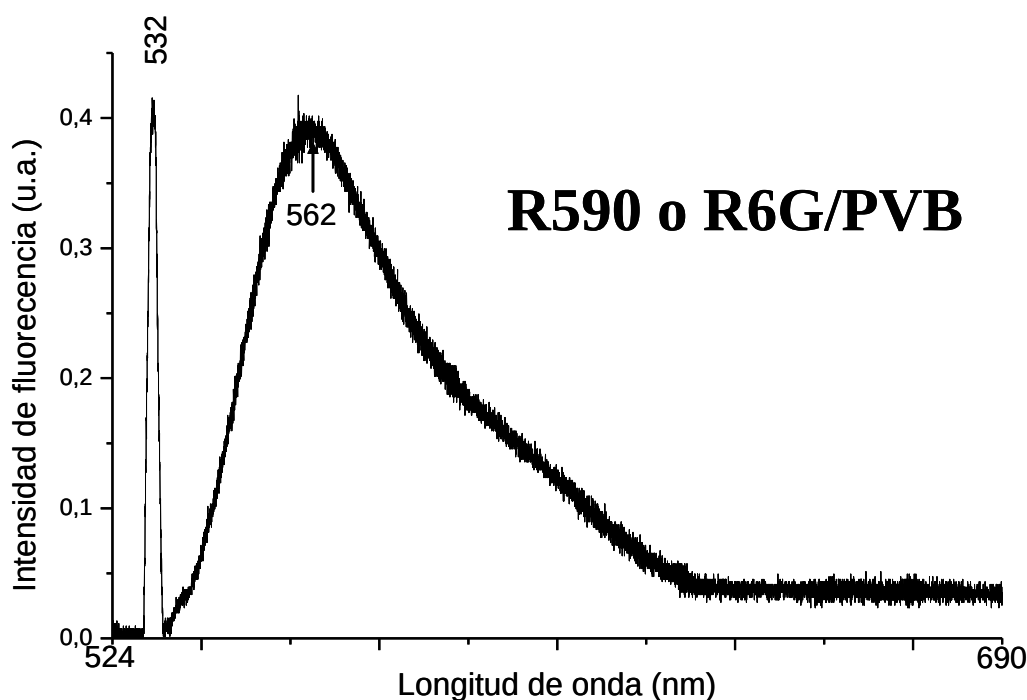
**Figura 68.** Espectro corregido de la lámpara de mercurio obtenido con el sistema espectroscópico construido, bajo la red de difracción 2.

Condiciones: 1000 V, Hendija ancha a la salida, hendidura ancha la entrada, umbral de 600 mV.

Los espectros en Fig. 65 y Fig. 66 se corrigieron en longitud de onda, intensidad relativa y eliminación de ruido de fondo. Esto último se logró mediante una serie de algoritmos planteados por Baek et al (Baek, Park, Kim, Shen, & Hu, 2009). En los espectros tomados con el sistema desarrollado, no es posible adquirir las líneas espectrales de 312.6 nm y 334.1 nm, dado que el PMT no es óptimamente sensible en esa zona. Las demás líneas se detectan y se corrigen, guardando una intensidad proporcional con el espectro patrón de la Fig. 64.

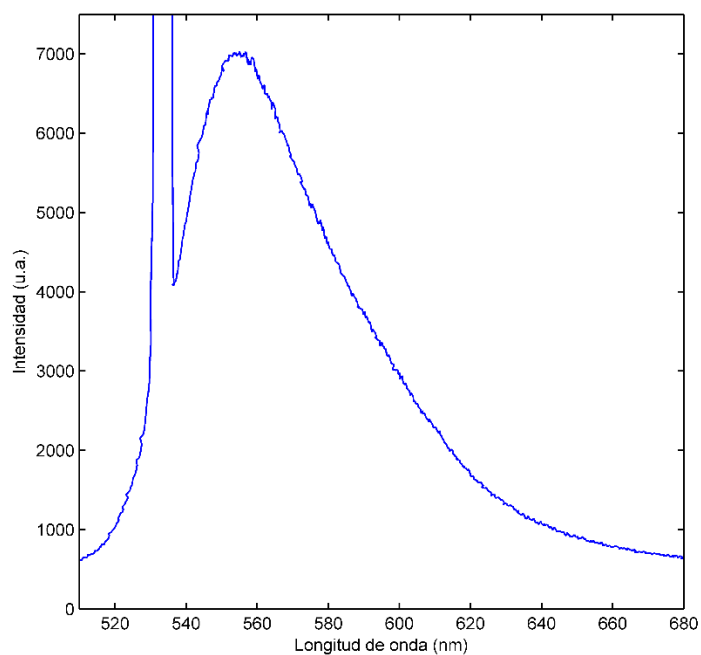
De acuerdo con el análisis del error en las longitudes de onda reportadas tanto por el espectrómetro de Ocean Optics como el sistema espectroscópico construido, ambos equipos reportan una precisión menor a 2 nm en la ubicación de la longitud de onda. Aunque el espectrómetro de Ocean Optics es ligeramente más preciso que el sistema espectroscópico construido, el sistema espectroscópico podría llegar a ser más sensible en intensidad y en resolución espacial (longitud de onda). Hay una línea espectral alrededor de los 490 nm que apenas se ve en la Fig. 64 y se destaca más en la Fig. 68. Esta característica hará del equipo construido más sensible para detectar fluorescencias débiles.

### 3.6.2. Espectros de fluorescencia en colorantes orgánicos

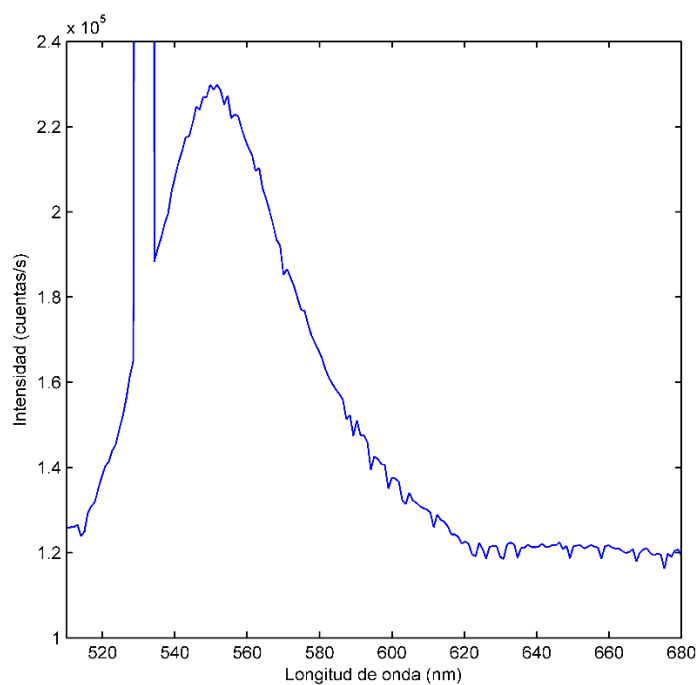


**Figura 69.** Espectro patrón de la rodamina 6G en una matriz de polivinilo.

**Fuente:** VALDOIS, E. Elaboration d'échantillons pour applications photophysiques et/ou photochimiques. París: Université Paris XI, Laboratoire Aimé Cotton. (2005); p. 16.

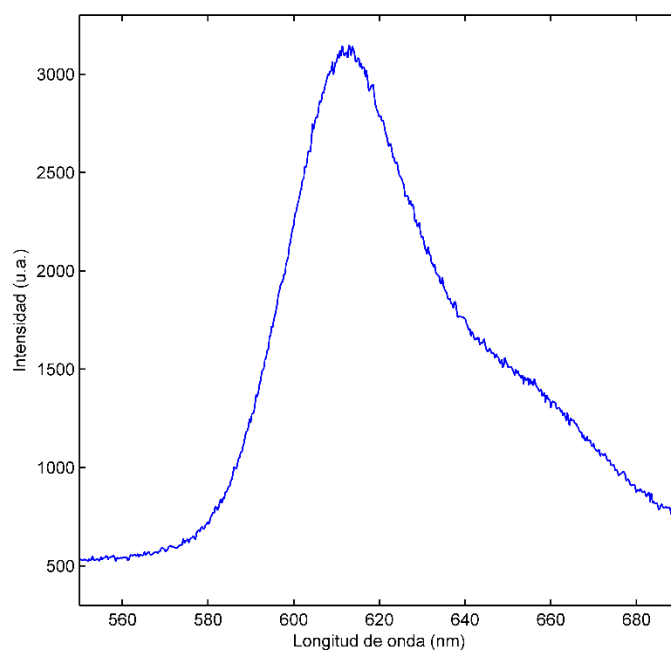


**Figura 70.** Espectro de la rodamina 6G en una matriz de polivinilo obtenido con el equipo Ocean Optics HR4000CG-UV-NIR.

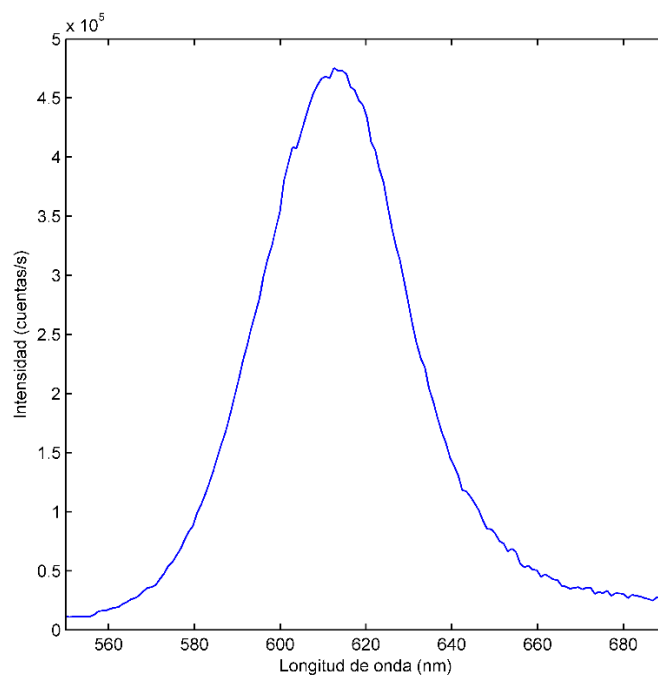


**Figura 71.** Espectro de la rodamina 6G en una matriz de polivinilo obtenido con el sistema espectroscópico construido, bajo la red de difracción 2.

Condiciones: 1000 V, hendidja ancha a la salida, hendidja estrecha a la entrada, umbral de 600 mV.

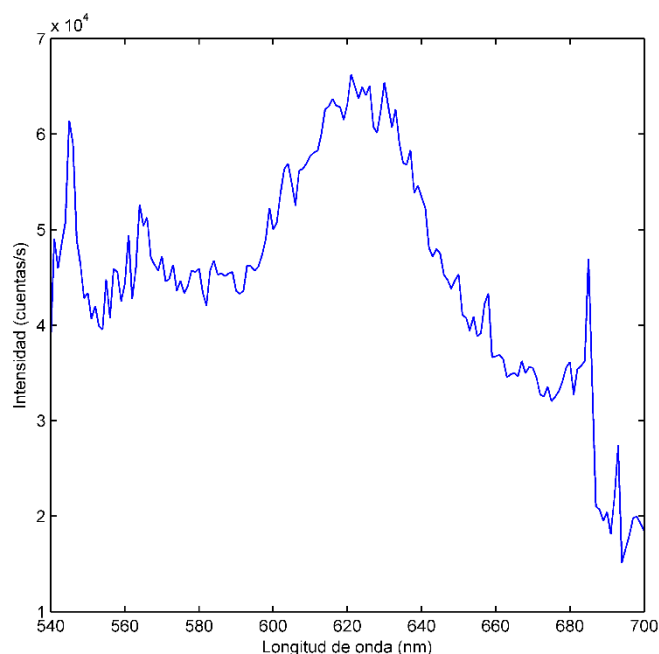


**Figura 72.** Espectro de la rodamina B en una matriz de polivinilo obtenido con el equipo Ocean Optics HR4000CG-UV-NIR.



**Figura 73.** Espectro de la rodamina B en una matriz de polivinilo obtenido con el sistema espectroscópico construido, bajo la red de difracción 2.

Condiciones: 1000 V, hendidura ancha a la salida, hendidura ancha a la entrada, umbral de 600 mV.



**Figura 74.** Espectro de la oxazina 4 en una matriz de polivinilo obtenido con el sistema espectroscópico construido, bajo la red de difracción 2.

Condiciones: 1000 V, hendidura ancha a la salida, hendidura ancha a la entrada, umbral de 600 mV.

En el espectro de la rodamina 6G (R590) tomado con el equipo de Ocean Optics, el máximo de fluorescencia se encuentra en 555 nm, mientras que en el equipo construido se encuentra en 551.7 nm. La longitud de onda reportada por el primer equipo está más cercana al espectro patrón de la Fig. 69. No obstante, las formas reportadas por ambos equipos son similares a las del espectro patrón.

En el espectro tomado para la Rodamina B (R640) con el equipo de Ocean Optics, el máximo de fluorescencia se encuentra en 612.5 nm, mientras con el equipo construido se encuentra en 613.5 nm. Dado que la eficiencia cuántica del fotodetector Hamamatsu R2295 decae significativamente en longitudes de onda mayores a 600 nm, las formas de los espectros difieren.

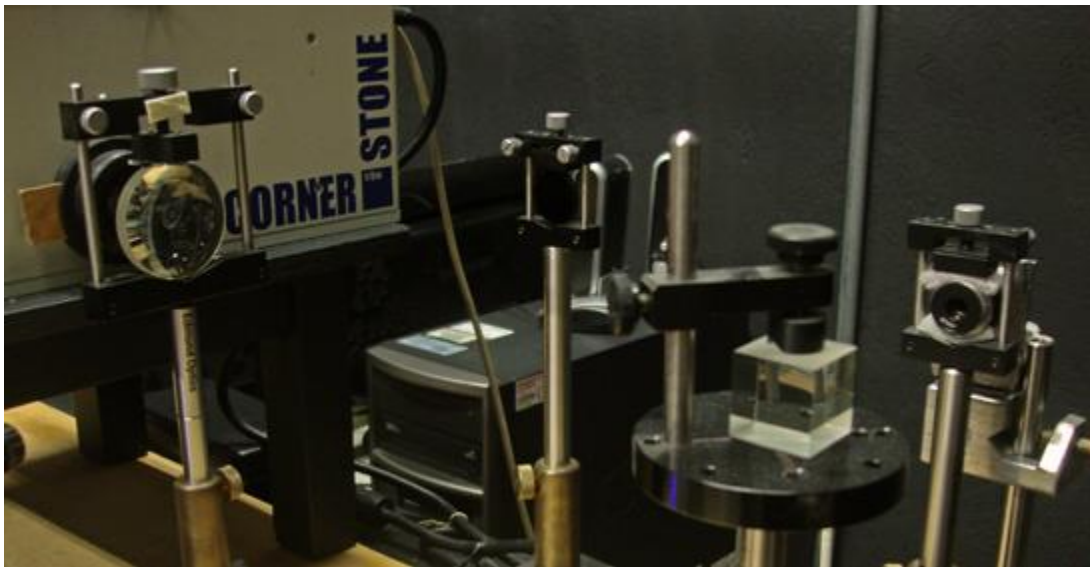
Para el espectro tomado de la Oxazina 4 (LD690), el equipo de Ocean Optics no tiene la sensibilidad suficiente para detectar su fluorescencia. Entonces, se usó el sistema construido para adquirir su espectro. La respuesta se hace más ruidosa, debido a que es una fluorescencia débil. Aun así, el pico de la fluorescencia se logra determinar en 625 nm.

Con respecto al trabajo de pregrado, este trabajo le da mayor sensibilidad al sistema espectroscópico ante longitudes de onda mayores a 600 nm, haciendo posible la adquisición de espectros de los colorantes disponibles en el laboratorio que exhiben

fluorescencia bajo un láser de 532 nm. Los máximos reportados para los tres colorantes se acercan al trabajo realizado por K.H. Drexhage (Drexhage, 1976). Las diferencias surgen debido a la preparación de los colorantes que se incorporan a la matriz de polivinilo en lugar de disolverse en etanol o metanol.

### 3.7. Hacia la adquisición de espectros Raman

El montaje óptico se modifica con el ánimo de buscar una mayor intensidad en el haz de luz láser incidente y mejor recolección de la luz esparcida para espectroscopía Raman. Así, se incorpora un láser de 532 nm a 500 mW, un divisor de haz y un objetivo de microscopio de 10X. En el montaje, la luz del láser se divide y una parte va hacia el objetivo de microscopio, el cual tiene dos propósitos: concentrar el haz en una zona más pequeña de la muestra y colimar la luz esparcida, de tal modo que su frente de onda sea más pequeño y pueda llevarse al divisor de haz, y posteriormente, a la hendidura de entrada del monocromador mediante un lente. La muestra de interés para este montaje es grafito dispuesto en una lámina. El grafito en lámina es una muestra de alta sección eficaz.



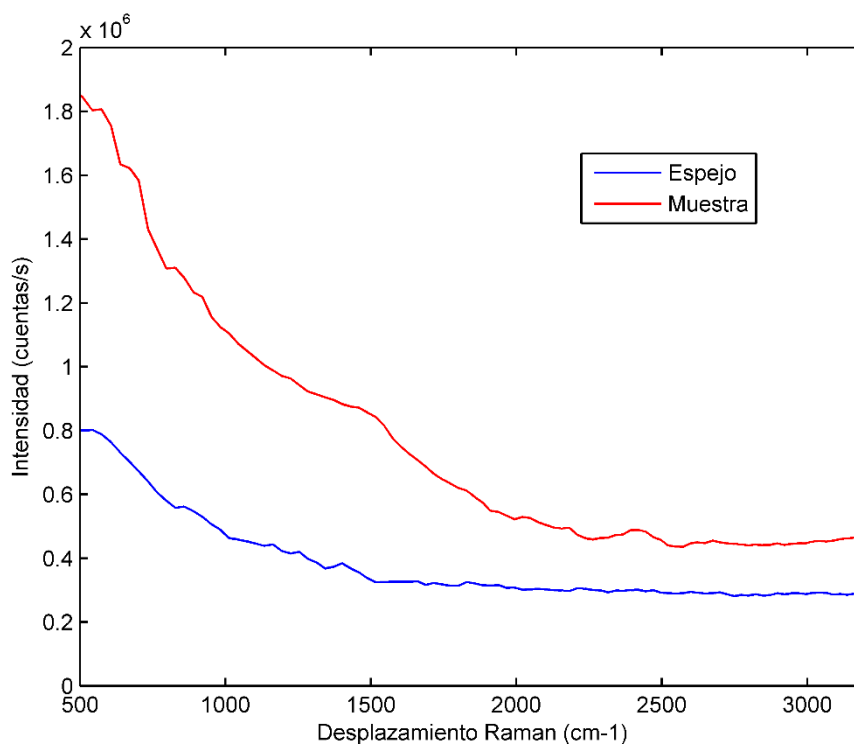
**Figura 75.** Montaje óptico para el análisis de una muestra de grafito en lámina.

Aunque en este trabajo no se pretende la adquisición de espectros Raman, se muestra un intento de adquirir uno mediante dos capturas: una curva de intensidad vs. longitud de onda de una muestra de grafito, y otra curva de base para la cola del láser que se obtuvo sustituyendo la muestra por un espejo. En la siguiente tabla, se agrega la ubicación de las bandas Raman del grafito. A partir de las capturas, se podría plantear lo siguiente: dado que el esparcimiento Raman es poco probable en comparación con el esparcimiento Rayleigh, se podría esperar que la cola del láser sea el resultado más probable. Así mismo, si el efecto Raman se pudiera detectar, entonces las bandas Raman estarían sobre la cola del láser. Incluso, podrían llegar a verse como protuberancias sobre la misma. O bien,

podría no detectarse debido a que el sistema comienza a mostrar sus límites de sensibilidad en la adquisición del espectro de la oxazina 4. Por consiguiente, este experimento pretende dar un punto de partida que sea útil para mejorar la iluminación de la muestra y la recolección de la luz esparcida. Los resultados de las mejoras podrían ayudar a determinar si el sistema espectroscópico construido es capaz de percibir el efecto Raman con los elementos actuales, o si necesita cambiar elementos como su fotodetector para que sea posible.

| Banda | Número de onda ( $\text{cm}^{-1}$ ) |
|-------|-------------------------------------|
| G     | 1589                                |
| 2D    | 2690                                |

**Tabla 16.** Modos vibracionales principales del grafito.



**Figura 76.** Curvas de intensidad vs. longitud de onda obtenidas.

## CONCLUSIONES

Se corroboró la hipótesis de lograr un sistema alternativo de conteo de fotones con un conversor de tiempo a digital y un discriminador por umbral de voltaje. De esta forma, se propone un nuevo método electrónico de discriminación de pulsos de tubo fotomultiplicador con presencia de otras fuentes de ruido como pospulso, rayos cósmicos y ruido electrónico de fondo que aportan los equipos electrónicos.

El concepto de ventana discriminadora permite conocer los parámetros de la familia de pulsos biexponenciales de la salida analógica. Así, los resultados del TDC recolectados ayudan a conocer los parámetros de filtrado previamente. Es posible que el discriminador de ventana se pueda configurar a futuro para que contribuya de forma determinante a detectar fluctuaciones en niveles de voltaje ajustados por el DAC, situaciones de alineación óptica incorrecta o acople incorrecto de impedancias en la etapa de electrónica frontal.

En el montaje electrónico, el preamplificador de Mini-circuits mostró darle mayor ganancia al pulso del PMT, pero también mostró más pospulso; cuando sucede lo contrario con el preamplificador diseñado durante el trabajo de pregrado. Pese a los inconvenientes del pospulso, el discriminador de ventana logra obtener los parámetros del pulso sin importar que no sea el adecuado. Por aparte, los comparadores ultrarrápidos no pudieron procesar correctamente señales en el orden de nanosegundos, como la señal del PMT. Para este trabajo, se usó un búfer interno para señales LVDS dentro de una FPGA con resultados satisfactorios. Dada la fluctuación temporal de la señal de interés en tiempo y amplitud, el cálculo del *offset* aportado por el comparador no se consideró. Sin embargo, esta situación puede cambiar si se decide desarrollar un ADC de pendiente única con la instrumentación desarrollada.

Desarrollar un TDC en FPGA sigue siendo un valioso recurso sin importar que éstos no superen en figuras de desempeño a los TDC implementados en ASIC. Aunque haya fabricantes de TDC como PMT (antes ACAM) y Texas Instruments -siendo éstos de una resolución del orden de los nanosegundos- las opciones de encontrar TDC en tarjetas de desarrollo basadas en FPGA son mayores. Del diseño de TDC para la familia Spartan-6, se puede concluir que no necesariamente una mejor tecnología ayuda a hacer un TDC de buena resolución y bajo tiempo muerto. Se destaca que la característica multifase del sistema supera las limitaciones de fluctuación temporal del cristal oscilador, aunque supone un proceso de calibración más complejo y por *software*. La implementación física del TDC, su optimización y restricciones para la FPGA de una familia no resultaron triviales, así que son actividades iterativas, computacionalmente costosas y que varían para cada componente electrónico físico. El diseñador electrónico necesita una fundamentación sólida en electrónica digital y debe contar con varios meses para optimizar los circuitos mixtos que la FPGA implementa mediante las herramientas de PlanAhead. Estas son varias razones



por la que existe abundante literatura de diseño e implementación de conversores de tiempo a digital.

El TDC desarrollado se implementó en una FPGA Xilinx Spartan-6 XC6SLX45T usando el método de las líneas de retardo con sumadores de alta velocidad. Cada celda registra un retardo de propagación medio de 21.6 ps y no linealidad máxima de 3.39 LSB, obtenidos mediante la prueba estadística de densidad de código. Debido a limitaciones de disponibilidad de equipos pertinentes como osciloscopio de alta resolución y generador de funciones rápidas, la caracterización realizada no puede estimar figuras como el número efectivo de bits y la precisión de única toma. Entonces, sólo se limita a probar su eficacia en la medición de algunas señales generadas mediante un sintetizador de frecuencia, y su eficacia como discriminador de señal en el contexto del conteo de fotones.

Con el sistema espectroscópico construido, se pudieron obtener satisfactoriamente espectros de una lámpara de mercurio y de fluorescencia para diferentes colorantes orgánicos. Con respecto al trabajo de pregrado, el sistema espectroscópico mejorado es mucho más sensible ante las longitudes de onda mayores a 600 nm, permitiendo por primera vez obtener espectros fiables en esta región.

Para evaluar las capacidades del sistema en la adquisición de espectros Raman, se sugiere asegurar magnéticamente las bases de los elementos ópticos a la mesa y hacer los cálculos ópticos pertinentes para el manejo de las distancias focales de tanto el objetivo del microscopio como el lente del montaje, con el ánimo de hacer más eficiente la recolección de la luz esparcida. Luego, se sugiere adquirir espectros de muestras de pocas bandas o de mayor sección eficaz, tales como el grafito, el poliestireno, el benceno líquido, el tolueno, el ciclohexano y la hematita.

Finalmente, se deja un sistema espectroscópico funcional y un cúmulo de conocimientos del conteo de fotones que puede ser transferido a más investigadores dentro del grupo. Así mismo, el sistema desarrollado queda abierto para posibilidades de investigación a través de proyectos futuros con otras líneas del grupo, e incluso, otros grupos de investigación.

## RECOMENDACIONES

### ***Para el sistema espectroscópico existente***

#### *Montaje óptico*

Se recomienda diseñar un portamuestras que sea transparente para la espectroscopía Raman y de fluorescencia en la región visible. También se recomienda implementar un mecanismo de operación remota de la fuente de alto voltaje, para que así la espera de tomar un espectro se pueda hacer fuera de la sala.

Se recomienda mejorar el montaje óptico, buscando asegurar magnéticamente las bases de los elementos ópticos sobre la mesa y realizando todos los cálculos ópticos pertinentes que ayuden a optimizar la recolección de la luz.

#### *Fotodetectores*

Se recomienda el uso de fotodetectores que estén catalogados para detectar el efecto Raman y cuya eficiencia cuántica sea mejor en las longitudes de onda rojas. En particular, se recomienda el tubo fotomultiplicador Hamamatsu R943-2.

Así mismo, se recomienda el uso de SPAD por su versatilidad. Los SPAD tienen una salida casi digital a la que sólo se le debe medir su duración.

#### *Procesamiento analógico*

Se sugiere usar un preamplificador que se adapte mejor al experimento, como el Mini-circuits ZX60-P105LN+. Y si se hiciera a partir del diseño del trabajo de pregrado, se recomienda diseñar un sistema de amplificación que use los componentes electrónicos ADA4817 y OPA657. Si se usa un comparador interno de una FPGA, es necesario verificar que la tarjeta de desarrollo provea dos entradas diferenciales de señal de reloj que internamente lleven a un buffer LVDS.

#### *FPGA*

Se sugiere usar una tarjeta de desarrollo con un cristal oscilador de mayor frecuencia. Así mismo, con un menor retardo de propagación en los sumadores lógicos, esto es, usar una FPGA más reciente, de fabricación litográfica menor a 45 nm.

#### *Comunicación con el usuario*

Se recomienda el uso del DMA en conjunto con un puerto de alta velocidad (en lugar del serial), como el PCI o Ethernet. Así mismo, que se realice un módulo en la interfaz gráfica que pueda trazar gráficas de tiempo sobre umbral o distribución de altura de pulso en tiempo real.

### *Caracterización*

Con un osciloscopio de alta resolución y un generador de señales de alta resolución en algún momento, se puede caracterizar el TDC y el sistema espectroscópico con mayor rigor.

### ***Instrumentación espectroscópica***

El grado de alistamiento de las tecnologías desarrolladas (TRL) es de 4, dado que se probaron componentes y montajes para validar en un laboratorio. Las tecnologías desarrolladas pueden avanzar hasta los grados 6 y 7, en los que puede haber oportunidades de solicitar patentes o modelos de utilidad.

Los desarrollos futuros en el grupo de investigación pueden tomar uno de los siguientes caminos posibles:

El primero, y el que está constituido por empresas que llevan más tiempo, consiste en la elaboración de espectrómetros completos. Sus clientes son los laboratorios universitarios y departamentos de I+D en las empresas. Algunas empresas destacadas son Perkin-Elmer, Shimadzu, Termo-Fishcher Scientific, Horiba Ybon-Robin y JEOL. En la presente década, han incursionado en el mercado con los espectrómetros portátiles de uso general que se mejoran constantemente para aplicaciones en agricultura, minería y ciencias forenses.

El segundo, está constituido por empresas nuevas que se formaron en la década pasada. Este modelo consiste en la elaboración de los módulos ópticos y electrónicos que conforman un espectrómetro, con énfasis en los fotodetectores y en los módulos de procesamiento de señal. Dichos módulos promueven el ahorro, la miniaturización y el menor consumo energético. Técnicamente, ofrecen los desarrollos más disruptivos al fomentar el uso de una misma arquitectura óptica y electrónica para diferentes técnicas espectroscópicas. Sus principales clientes siguen siendo los laboratorios. Frente al primer camino, tiene la ventaja de poder elaborar sistemas más flexibles y a la medida de las necesidades del cliente, y de ser una alternativa económica para comprar paulatinamente los módulos si no se puede adquirir un espectrómetro completo. Además, es el único camino que permite construir elementos didácticos para la enseñanza.

El tercero, y el más reciente, lo conforman por empresas orientadas a ser proveedores en el mercado de la espectroscopía, cuyo valor agregado se crea a partir de la nanotecnología. Por ejemplo, desde la fabricación de sensores micro electromecánicos para la electrónica de consumo o aplicaciones muy específicas. Hasta el momento, sólo están diseñados para adquirir espectros de absorción infrarroja. Dichos sensores promueven aún más la tendencia de miniaturización al incluir la red de difracción óptica, el fotodetector y los circuitos de procesamiento de señal en el tamaño de un componente electrónico. Entre las primeras empresas existentes, se destaca Nanolambda (Lipsky, 12.12.2014), la cual negocia su inclusión en productos de Samsung y Apple, así como otros fabricantes de equipos en instrumentación médica.

## REFERENCIAS

- Aloisio, A., Branchini, P., Giordano, R., Izzo, V., & Loffredo, S. (2009). High-precision time-to-digital converter in a FPGA device. In *16th IEEE-NPSS Real Time Conference* (pp. 283–286).
- Analog Devices Inc. (2016). *AD9625 datasheet and product info: 12-Bit, 2.6 GSPS/2.5 GSPS/2.0 GSPS, 1.3 V/2.5 V Analog-to-Digital Converter*. Retrieved from <http://www.analog.com/en/products/analog-to-digital-converters/high-speed-ad-10msps/ad9625.html#product-overview>
- Aperador, W. A., Vera, E., & Duran, O. (2004). Instrumentación y Software en la Automatización de un Monocromador. *Revista Colombiana de Física*, 36(2), 379–382. Retrieved from [http://revcolfis.org/publicaciones/Vol36\\_2/resumenes/3602379.htm](http://revcolfis.org/publicaciones/Vol36_2/resumenes/3602379.htm)
- Araujo Ferraz, V. (2012). *Sistema multicanal para aquisição de dados em um experimento de fluorescência atmosférica: (Tesis de maestría)*. Rio de Janeiro. Retrieved from [http://cbpfindex.cbpf.br/publication\\_pdfs/dissertacao\\_victor\\_ferraz\\_vFinal.2013\\_02\\_01\\_16\\_37\\_58.pdf](http://cbpfindex.cbpf.br/publication_pdfs/dissertacao_victor_ferraz_vFinal.2013_02_01_16_37_58.pdf)
- Baek, S.-J., Park, A., Kim, J., Shen, A., & Hu, J. (2009). A simple background elimination method for Raman spectra. *Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems*, 98(1), 24–30. doi:10.1016/j.chemolab.2009.04.007
- Bayer, E., & Traxler, M. (2011). A High-Resolution (<10ps RMS) 48-Channel Time-to-Digital Converter (TDC) Implemented in a Field Programmable Gate Array (FPGA). *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 58(4), 1547–1552. doi:10.1109/TNS.2011.2141684
- Becker, W. (2005). *Advanced time-correlated single photon counting techniques. Springer series in chemical physics: Vol. 81*. Berlin, New York: Springer.
- Bello, J. P. *Sound Classification: Selected Topics in Signal Processing: Audio Content Analysis*. Estados Unidos. Retrieved from Escuela de Ingeniería de la Universidad de Nueva York website: [http://www.nyu.edu/classes/bello/ACA\\_files/8-classification.pdf](http://www.nyu.edu/classes/bello/ACA_files/8-classification.pdf)
- Blacksberg, J., Maruyama, Y., Charbon, E., & Rossman, G. R. (2011). Fast single-photon avalanche diode arrays for laser Raman spectroscopy. *Optics letters*, 36(18), 3672–3674. doi:10.1364/OL.36.003672
- Bourdeauducq, S. (2013). *A 26 ps RMS time-to-digital converter core for Spartan-6 FPGAs*. Retrieved from <http://arxiv.org/abs/1303.6840>
- Burri, S., Stucki, D., Maruyama, Y., Bruschini, C., Charbon, E., & Regazzoni, F. (2014). SPADs for quantum random number generators and beyond. In *2014 19th Asia and South Pacific Design Automation Conference (ASP-DAC)* (pp. 788–794).
- Chen, P., Chen, S.-C., Shen, Y.-S., & Peng, Y.-J. (2011). All-Digital Time-Domain Smart Temperature Sensor With an Inter-Batch Inaccuracy of  $-0.7^{\circ}\text{C} \sim +0.6^{\circ}\text{C}$  After One-Point Calibration. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 58(5), 913–920. doi:10.1109/TCSI.2010.2090567
- Christiansen, J. (2006). *High Performance Time-to-digital Converter*.
- Cletus, B., Olds, W., Izake, E. L., Sundarajoo, S., Fredericks, P. M., Jaatinen, E., . . . Crocombe, R. A. (2012). Field portable time resolved SORS sensor for the identification of concealed hazards. In : *SPIE Proceedings, SPIE Defense, Security, and Sensing* (pp. 837403–837403-7). SPIE.

- Correa, M. del M. (2012). *Instrumentación y control de un sistema espectroscópico para espectroscopía Raman y de fluorescencia: (Trabajo de pregrado)*. Medellín, Colombia: Universidad Pontificia Bolivariana.
- Courtland, R. (2013). The status of Moore's law: it's complicated. *IEEE Spectrum Online*. Retrieved from <http://spectrum.ieee.org/semiconductors/devices/the-status-of-moores-law-its-complicated>
- Cova, S. D., & Ghioni, M. (2011). Single-Photon Counting Detectors. *IEEE Photonics Journal*, 3(2), 274–277. doi:10.1109/JPHOT.2011.2130518
- Daigneault, M.-A., & David, J. P. (2010). A novel 10 ps resolution TDC architecture implemented in a 130nm process FPGA. In *2010 8th IEEE International NEWCAS Conference (NEWCAS)* (pp. 281–284).
- Del Castillo, E. *NINO ASIC*.
- Del Valle, C. (2004). *Diseño y construcción de un sistema de conteo de fotones* (Tesis de pregrado). Universidad Pontificia Bolivariana, Medellín.
- Devpura, S., Barton, K. N., Brown, S. L., Palyvoda, O., Kalkanis, S., Naik, V. M., . . . Chetty, I. J. (2014). Vision 20/20: the role of Raman spectroscopy in early stage cancer detection and feasibility for application in radiation therapy response assessment. *Medical physics*, 41(5), 050901. doi:10.1118/1.4870981
- Drexhage, K. H. (1976). Fluorescence efficiency of laser dyes. *Journal of Research of the National Bureau of Standards Section A: Physics and Chemistry*, 80A(3), 421. doi:10.6028/jres.080A.044
- Farr, W. H., Gin, J., Nguyen, D., Itzler, M. A., & Campbell, J. C. (2009). In : *SPIE Proceedings, SPIE Defense, Security, and Sensing* (pp. 732006–732006-8). SPIE.
- Favi, C., & Charbon, E. (2009). A 17ps time-to-digital converter implemented in 65nm FPGA technology. In P. Chow & P. Cheung (Eds.), *Proceeding of the ACM/SIGDA international symposium* (p. 113).
- Fishburn, M., Menninga, L. H., Favi, C., & Charbon, E. (2013). A 19.6 ps, FPGA-Based TDC With Multiple Channels for Open Source Applications. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 60(3), 2203–2208. doi:10.1109/TNS.2013.2241789
- Gamari, B. D., Zhang, D., Buckman, R. E., Milas, P., Denker, J. S., Chen, H., . . . Goldner, L. S. (2014). Inexpensive electronics and software for photon statistics and correlation spectroscopy. *American Journal of Physics*, 82(7), 712–722. doi:10.1119/1.4869188
- Henzler, S. (©2010). *Time-to-digital converters. Springer series in advanced microelectronics: Vol. 29*. Dordrecht, London: Springer.
- Hernández, O. M. (2005). Design, construction and evaluation of a generic multichannel analyzer used for spectroscopic techniques. *Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada*, 2(6). Retrieved from [http://www.unipamplona.edu.co/unipamplona/portallG/home\\_40/recursos/01\\_general/revista\\_6/10112011/resumen\\_10.jsp](http://www.unipamplona.edu.co/unipamplona/portallG/home_40/recursos/01_general/revista_6/10112011/resumen_10.jsp)
- Holzapfel, C. (1974). On statistics of time-to-amplitude converter systems in photon counting devices. *Review of Scientific Instruments*, 45(7), 894. doi:10.1063/1.1686762
- Hu, X., Zhao, L., Liu, S., Wang, J., & An, Q. (2013). A Stepped-Up Tree Encoder for the 10-ps Wave Union TDC. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 60(5), 3544–3549. doi:10.1109/TNS.2013.2265555

- Iniewski, K. (2011). *Electronics for radiation detection. Devices, circuits, and systems*. Boca Raton, FL: CRC Press.
- Johnson, M. (2014). *ramanPi - Raman spectrometer*, Hack a Day.
- Leite, R. V. (2006). *Desenvolvimento de um espectrômetro nuclear digital de radiação gama: (Tesis de maestría)*. San Carlos, Brasil. Retrieved from <http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/3/3139/tde-08032007-175805/pt-br.php>
- Li, Y.-S., & Church, J. S. (2014). Raman spectroscopy in the analysis of food and pharmaceutical nanomaterials. *Journal of food and drug analysis*, 22(1), 29–48. doi:10.1016/j.jfda.2014.01.003
- Li, Z., & Deen, M. J. (2014). Towards a portable Raman spectrometer using a concave grating and a time-gated CMOS SPAD. *Optics express*, 22(15), 18736–18747. doi:10.1364/OE.22.018736
- Lin, C.-C., Weng, C.-H., Wei, T.-A., Lin, Y.-Y., & Lin, T.-H. (2014). A TDC-Based Two-Step Quantizer With Swapper Technique for a Multibit Continuous-Time Delta–Sigma Modulator. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 61(2), 75–79. doi:10.1109/TCSII.2013.2291138
- Lipsky, J. (2014, December 12). Tiny Spectrometer Targets IoT: \$10 chip suitable for medical, consumer use. Oakland, California, USA: Electronic Times. Retrieved from [http://www.eetimes.com/document.asp?doc\\_id=1324977&\\_mc=sm\\_eet](http://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1324977&_mc=sm_eet)
- Loffredo, S. (2010). *Design, construction and tests of a high resolution, high dynamic range Time to Digital Converter* (Tesis doctoral). Università degli studi Roma Tre, Roma. Retrieved from <http://inspirehep.net/record/1313667/files/getfile.pdf>
- López-López, M., & García-Ruiz, C. (2014). Infrared and Raman spectroscopy techniques applied to identification of explosives. *TrAC Trends in Analytical Chemistry*, 54, 36–44. doi:10.1016/j.trac.2013.10.011
- Mandai, S., & Charbon, E. (2012). A 128-Channel, 8.9-ps LSB, Column-Parallel Two-Stage TDC Based on Time Difference Amplification for Time-Resolved Imaging. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 59(5), 2463–2470. doi:10.1109/TNS.2012.2208761
- Mäntyniemi, A. (2004). *An integrated CMOS high precision time-to-digital converter based on stabilised three-stage delay line interpolation* (Tesis doctoral). Universidad de Oulu, Finlandia.
- Markovic, B., Tisa, S., Villa, F. A., Tosi, A., & Zappa, F. (2013). A High-Linearity, 17 ps Precision Time-to-Digital Converter Based on a Single-Stage Vernier Delay Loop Fine Interpolation. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 60(3), 557–569. doi:10.1109/TCSI.2012.2215737
- Maruyama, Y., Blacksberg, J., & Charbon, E. (2014). A 1024\$, \times\$, \$ 8, 700-ps Time-Gated SPAD Line Sensor for Planetary Surface Exploration With Laser Raman Spectroscopy and LIBS. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 49(1), 179–189. doi:10.1109/JSSC.2013.2282091
- MATLAB, I. *Tune Gaussian Mixture Models*. Retrieved from <http://www.mathworks.com/help/stats/tune-gaussian-mixture-models.html>
- Menninga, L. H. (2011). *Implementation, Characterization, and Optimization of an FPGA-based Time-to-Digital Converter* (Tesis de Maestría). Universidad de Delft, Delft, Países Bajos. Retrieved from <http://repository.tudelft.nl/view/ir/uuid%3A8828f052-dea4-4b8f-a03c-2c7d237fd3ab/>

- Michalet, X., Colyer, R. A., Scalia, G., Ingargiola, A., Lin, R., Millaud, J. E., . . . Cova, S. (2013). Development of new photon-counting detectors for single-molecule fluorescence microscopy. *Philosophical transactions of the Royal Society of London. Series B, Biological sciences*, 368(1611), 20120035. doi:10.1098/rstb.2012.0035
- Naraghi, S., Courcy, M., & Flynn, M. P. (2010). A 9-bit, 14  $\mu$ W and 0.06 mm  $^{2}$  Pulse Position Modulation ADC in 90 nm Digital CMOS. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 45(9), 1870–1880. doi:10.1109/JSSC.2010.2050945
- Nissinen, I., Nissinen, J., & Kostamovaara, J. (2013). A time-gated 4×128 SPAD array with a 512 channel flash 80 ps-TDC for pulsed Raman spectroscopy. In *2013 European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD)* (pp. 1–4).
- Nutt, R. (1968). Digital Time Intervalometer. *Review of Scientific Instruments*, 39(9), 1342. doi:10.1063/1.1683667
- Oliveira, P. (2013). *Lógica de Aquisição de Dados para Detecção de Raios Cósmicos: (Tesis de maestría)*. Rio de Janeiro, Brasil. Retrieved from <http://monografias.poli.ufrj.br/monografias/monopoli10008593.pdf>
- Palka, M., & Moskal, P. (2015), Universidad de Jagiellonski WO 2015028600 A1.
- Pałka, M., Moskal, P., Bednarski, T., Białas, P., Czerwiński, E., Kapłon, Ł., . . . Zoń, N. (2014). A novel method based solely on field programmable gate array (FPGA) units enabling measurement of time and charge of analog signals in positron emission tomography (PET). *Bio-Algorithms and Med-Systems*, 10(1). doi:10.1515/bams-2013-0104
- Pérez, F. R., Del Valle, C., Reyes, L., Tobón, J., Barrero, C., Velásquez, A., . . . López-Mariscal, C. (2007). Design and construction of a photon counting system. In : *SPIE Proceedings, Sixth Symposium Optics in Industry* (pp. 642214–642214-7). SPIE.
- Pérez, F. R., Reyes, L., López, J., Tobón, J., & Velásquez, A. A. (2005). Diseño y construcción de un sistema espectroscópico controlado con LabVIEW. In *IX Encuentro Nacional de Óptica* . Medellín.
- Perktold, L., & Christiansen, J. (2014). A multichannel time-to-digital converter ASIC with better than 3 ps RMS time resolution. *Journal of Instrumentation*, 9(01), C01060. doi:10.1088/1748-0221/9/01/C01060
- Restelli, A., Abbiati, R., & Geraci, A. (2005). Digital field programmable gate array-based lock-in amplifier for high-performance photon counting applications. *Review of Scientific Instruments*, 76(9), 093112. doi:10.1063/1.2008991
- Stoppa, D., Borghetti, F., Richardson, J., Walker, R., Henderson, R., Gersbach, M., & Charbon, E. (2011). Ultra Compact and Low-power TDC and TAC Architectures for Highly-Parallel Implementation in Time-Resolved Image Sensors. In *2011 International Workshop on ADC Modelling, Testing and Data Converter Analysis and Design* .
- Szplet, R. (2014). Time-to-Digital Converters. In P. Carbone, S. Kiaei, & F. Xu (Eds.), *Signals and communication technology. Design, modeling and testing of data converters* (pp. 211–246). Springer.
- Szplet, R., Jachna, Z., Kwiatkowski, P., & Rozyc, K. (2013). A 2.9 ps equivalent resolution interpolating time counter based on multiple independent coding lines. *Measurement Science and Technology*, 24(3), 035904. doi:10.1088/0957-0233/24/3/035904
- Szplet, R., Kalisz, J., & Jachna, Z. (2009). A 45 ps time digitizer with a two-phase clock and dual-edge two-stage interpolation in a field programmable gate array device.

- Measurement Science and Technology*, 20(2), 025108. doi:10.1088/0957-0233/20/2/025108
- Theodoridis, S. (2010). Introduction to pattern recognition: A MATLAB approach. Burlington, MA: Academic Press.
- Torres, J., Aguilar, A., Garcia-Olcina, R., Martinez, P. A., Martos, J., Soret, J., . . . Sanchez, F. (2014). Time-to-Digital Converter Based on FPGA With Multiple Channel Capability. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 61(1), 107–114. doi:10.1109/TNS.2013.2283196
- Tyndall, D., Rae, B. R., Li, D. D.-U., Arlt, J., Johnston, A., Richardson, J. A., & Henderson, R. K. (2012). A high-throughput time-resolved mini-silicon photomultiplier with embedded fluorescence lifetime estimation in 0.13  $\mu\text{m}$  CMOS. *IEEE transactions on biomedical circuits and systems*, 6(6), 562–570. doi:10.1109/TBCAS.2012.2222639
- Ugur, C., Koenig, W., Michel, J., Palka, M., & Traxler, M. (2013). Field programmable gate array based data digitisation with commercial elements. *Journal of Instrumentation*, 8(01), C01035. doi:10.1088/1748-0221/8/01/C01035
- Velásquez, A. A., Trujillo, J. M., Morales, A. L., Tobon, J. E., Reyes, L., & Gancedo, J. R. (2005). Design and Construction of an Autonomous Control System for Mössbauer Spectrometry. *Hyperfine Interactions*, 161(1-4), 139–145. doi:10.1007/s10751-005-9176-2
- Vítek, P., Ali, Esam M A, Edwards, Howell G M, Jehlička, J., Cox, R., & Page, K. (2012). Evaluation of portable Raman spectrometer with 1064 nm excitation for geological and forensic applications. *Spectrochimica acta. Part A, Molecular and biomolecular spectroscopy*, 86, 320–327. doi:10.1016/j.saa.2011.10.043
- Vyhlídal, D., Jelínek, M., Čech, M., Kubeček, V., Tománek, P., Senderáková, D., & Páta, P. (2011). Performance evaluation of fast, high precision laser rangefinder electronics with a pulsed laser. In : *SPIE Proceedings, Photonics Prague 2011* (pp. 83060D). SPIE.
- Won, J. Y., & Lee, J. S. (2016). Time-to-Digital Converter Using a Tuned-Delay Line Evaluated in 28-, 40-, and 45-nm FPGAs. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 65(7), 1678–1689. doi:10.1109/TIM.2016.2534670
- Wright, A. G. (2003). Amplifiers for use with photomultipliers—who needs them? *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 504(1-3), 245–249. doi:10.1016/S0168-9002(03)00800-3
- Wu, J. (2013). A digitization scheme of sub-microampere current using a commercial comparator with hysteresis and FPGA-based wave union TDC. *Journal of Instrumentation*, 8(01), C01019. doi:10.1088/1748-0221/8/01/C01019
- Wu, J., Odeghe, J., Stackley, S., & Zha, C. (2011). Improving single slope ADC and an example implemented in FPGA with 16.7 GHz equivalent counter clock frequency. In *2011 IEEE Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference (2011 NSS/MIC)* (pp. 2183–2187).
- Wu, J., & Shi, Z. The 10-ps wave union TDC: Improving FPGA TDC resolution beyond its cell delay. In *2008 IEEE Nuclear Science Symposium and Medical Imaging conference (2008 NSS/MIC)* (pp. 3440–3446).
- Xi, D., Kao, C.-M., Liu, W., Zeng, C., Liu, X., & Xie, Q. (2013). FPGA-Only MVT Digitizer for TOF PET. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 60(5), 3253–3261. doi:10.1109/TNS.2013.2277855



- Xilinx, Inc. (2015). *Spartan-6 FPGA Data Sheet: DC and Switching Characteristics (DS162 - v 3.3)*. Retrieved from [http://www.xilinx.com/support/documentation/data\\_sheets/ds162.pdf](http://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds162.pdf)
- Yuan, Q., Zhang, B., Wu, J., & Zaghloul, M. E. (2012). A high resolution time-to-digital converter on FPGA for Time-Correlated Single Photon Counting. In *2012 IEEE 55th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)* (pp. 900–903).

ANEXO A  
ARTÍCULO SOMETIDO

Este artículo fue sometido a la revista  
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement

# A time-to-digital converter for the acquisition of pulse height and time distributions

Maryam del Mar Correa and Freddy Rafael Pérez

**Abstract**— This work presents an alternative method for time-domain discrimination and digitization of pulses coming from optical detectors, which considers the presence of electronic noise and deficiencies in analog signal processing. Our original scheme is based on the use of an FPGA circuitry for the design and the implementation of a time-to-digital converter and an adjustable-threshold comparator complemented with commercial elements. Here, the design, implementation and optimization of a multiphase TDC is also described. The performance of the signal processing system is discussed through the results from statistical code density tests and statistical distributions of measurements. In addition, the results obtained from several pulse height distributions help define a discrimination window that allows the acquisition of emission and fluorescence spectra.

**Keywords**— Field-programmable gate array (FPGA), time-to-digital converter (TDC), spectroscopy, photomultiplier, photon counting, discriminator, afterpulsing, low-voltage differential signaling (LVDS).

## I. INTRODUCTION

IN RAMAN scattering and in fluorescence phenomena, very low level light intensity has to be detected either by using photomultiplier tubes (PMT) or avalanche diodes (APD). With a PMT, its output current may be a train of analog pulses or an analog current generated by pulse piling. Typical output pulses from PMTs deployed for the intended application show typical amplitudes and widths that range from  $10^{-12}$  A to  $10^{-4}$  A and from 0.1 ns to 10 ns, respectively. In frequency-domain spectroscopy techniques, the earliest and most used method for pulse processing is a dual threshold discriminator and a digital counter [1]. Later on, alternative circuits were designed and implemented in order to process pulses with higher signal-to-noise ratio (SNR). For instance, refined discrimination and digitization systems for pulsed-response optical detectors take in account pulse amplitude and width in order to determine some criteria to distinguish them from sources of perturbations such as cosmic rays, shot noise, residual ionization gases and any others generated by electromagnetic interference coming from any other equipment.

**Manuscript submitted.** This work was partially supported by the internal scholarship program for graduate studies in Universidad Pontificia Bolivariana and Colciencias Junior Researcher under Calls 566 and 612 during 2013 and 2014.

M. M. Correa (e-mail: maryam.correa@upb.edu.co) and F. R. Pérez (email: freddy.perez@upb.edu.co) are with the Optics and Spectroscopy Research Group from Universidad Pontificia Bolivariana, Colombia.

Among them, several methods have given a critical importance to front-end electronics, such as passive circuits in time-to-amplitude converters [2], constant-fraction discriminators [3] and alternative implementations of the phase-difference detection from lock-in amplifiers [4]. In contrast, in high-energy physics experiments, limitations in sampling speed and sensitivity of analog-to-digital converters led to develop time-over-threshold discrimination [5] with refined pulse selection and measurement schemes for various pulse waveforms. In this method, the design and implementation of FPGA-based time-to-digital converters [6-9] fulfilled technical requirements of reading high numbers of optical detectors within a short dead time, on affordable, scalable, low power and miniaturized signal-processing equipment. Then, FPGA-based digitization was developed with TDCs and FPGA built-in LVDS buffers intentionally used as internal comparators [10]. Moreover, programmable logic now provides a fast sampling scheme that may also be refined towards a single-slope ADC with additional hardware [11-13].

Our aim is to develop an alternative to the most used photon-counting technique, which uses a constant level discriminator and a digital counter, in order to alleviate two common adverse situations in instrumentation: fluctuation of voltage thresholds and afterpulsing. This work shows a cost-sensitive readout system that offers high resolution and low dead time that provides a time and voltage discrimination window for signals. This system is targeted for frequency-domain spectroscopy techniques and it is designed for demonstrating its usability in time-domain spectroscopy techniques as well.

## II. TIME-INTERVAL MEASUREMENT

Time-to-digital converters are used in experiments to determine sub-nanosecond time differences in applications such as position-emission tomography [8], high-energy physics experiments [6] [14], laser rangefinders [15] and time-resolved Raman and fluorescence spectrometers [16].

One of the hierarchical structures of fine time interpolation is the Nutt method [17], which was used here. It is a synchronization scheme for any arbitrary digital signal that provides simultaneous high resolution and high dynamic range. This method generates a coarse signal in function of the clock reference signal and two fine signals (called start and stop signal, respectively) that last less than an entire clock period (Fig. 1). The fine *start* signal ( $\Delta T_1$ ) is the time difference between the rising edges of the arbitrary signal and the clock

reference signal within a period, whereas the fine *stop* signal ( $\Delta T_2$ ) is the time difference taken from their respective falling edges. The coarse signal ( $\Delta T_{12}$ ) represents the clock cycles the arbitrary signal completes. Hence, the measured time  $T_x$  is depicted in equation (1). Later, delay lines interpolate fine signals, and digital counters interpolate coarse signals.

$$T_x = \Delta T_1 + \Delta T_{12} - \Delta T_2 \quad (1)$$

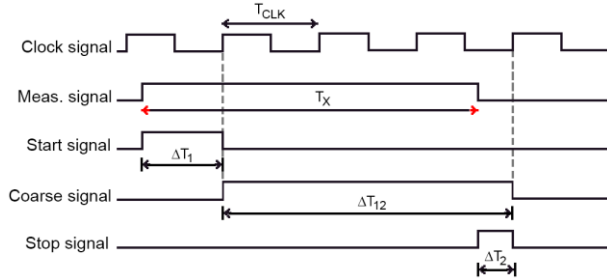


Fig. 1. Waveforms generated by the Nutt method.

#### I. DISCRIMINATION AND DIGITIZING SCHEME SETUP

A Hamamatsu R2295 photomultiplier was used in conjunction with a Mini-circuits ZX60-P103LN+ preamplifier. After amplification, a LVDS buffer digitizes the amplified PMT signal, as a result of its difference with voltage thresholds adjusted by a digital-to-analog converter (MAX8225). The FPGA-based TDC is in charge of time measurement and comparison with time thresholds given by a microprocessor. The Xilinx XC6SLX45T reference is used in the SP-605 evaluation platform. This board also has a 200-MHz crystal oscillator, which is used as the primary source for clock synthesis in the PLL\_ADV primitive.

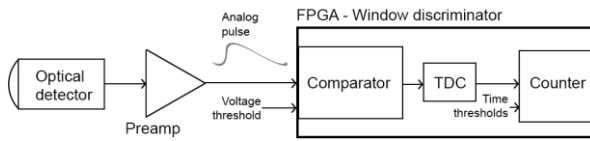


Fig. 2. Signal processing setup for amplitude and time discrimination.

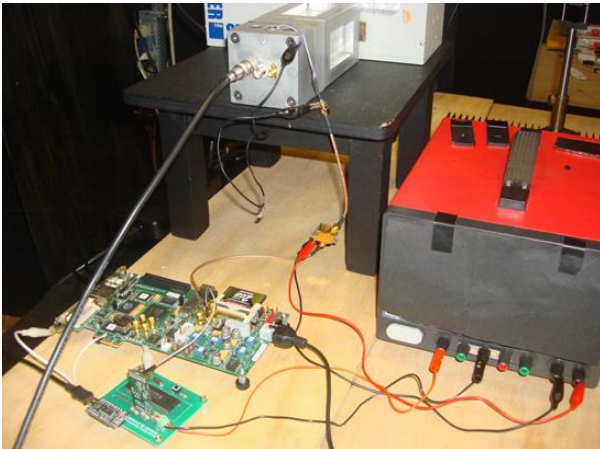


Fig. 3. Actual elements presented on the experimental table.

#### II. DESIGN AND IMPLEMENTATION OF THE TDC

The TDC is divided in four interpolation phases shifted in quadrature. Each phase consists of two fine synchronizers for start and stop signals, a coarse synchronizer, a coarse counter, two delay lines with their own pre-encoder. The results given by each interpolation phase are preprocessed in a finite state machine.

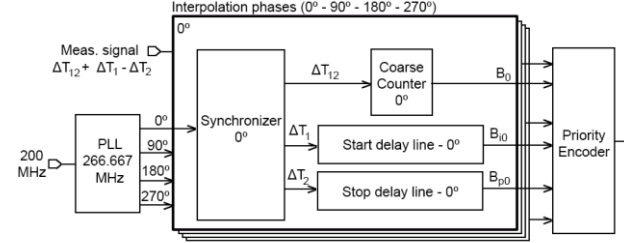


Fig. 4. TDC architecture.

Even though the chosen FPGA has high-speed capabilities and some modules of high-end families such as Xilinx Virtex 5 and 6, it has one of the smallest areas to work with. Using delay lines that cover an entire clock signal were avoided due to clock region crossings [8], which increase non-linearity and skew. Therefore, the proposed architecture uses four shorter delay lines that cover the entire clock period. We also used strict and extensive timing and placement constraints, and manually placed logic primitives belonging to delay lines and synchronizers. No manual routing was done in order to facilitate a migration to other FPGA families.

##### A. Synchronizers for the TDC

Other authors have designed and implemented TDCs with multiple phases before [18-20]. Here, four delay lines cover an entire clock period, and a clock period exceeds the length of the delay line. Then, the design and implementation of synchronizers for the Spartan-6 family is shown for this particular case from a timing closure perspective, along with additional considerations for the calibration method in the characterization of the TDC.

An expression to find the maximum operating frequency (or minimum clock period,  $T_{CLK}$ ) for flip-flops also gives the maximum delay that both combinatorial logic and routing added can reach ( $T_{Net}$ ), where skew ( $T_{Skew}$ ), their clock-to-output ( $T_{CKO}$ ) and setup ( $T_{SU}$ ) times are given parameters:

$$T_{CLK} > T_{CKO} + T_{SU} + T_{Net} + T_{Skew} \quad (2)$$

TABLE I  
MAXIMUM NET DELAY FOR XILINX XC6SLX45T FPGA

| $T_{CLK}$ | $T_{CKO}$ | $T_{SU}$ | $T_{Skew}$ | Max. $T_{Net}$ |
|-----------|-----------|----------|------------|----------------|
| 3750 ps   | 450 ps    | 420 ps   | 12 ps      | 2868 ps        |

The net delay generated within the synchronizers might easily exceed the maximum found in table 1. Emulating the effect of transferring a bit within a quarter clock period and avoiding ambiguities is mandatory. For instance, this should be done by means of a delay line in fine synchronizers.

Fine and coarse signals were generated in separate synchronizers. In the fine synchronizer shown in Fig. 5, the conventional start edge is triggered by the arbitrary signal whereas the clock signals generate the conventional stop edges. FF1 is used to detect the arbitrary signal, and its output is sampled by FF2 and FF3 in order to reduce metastability failure rate. After a clock period, FF4 clears FF1. FF1 output was followed by a delay of a clock period. This was implemented with a chain of an even number of inverters. Since this delay is not perfect due to PVT fluctuations and clock signal jitter, synchronizers do not make a perfect cut of fine signals. Then, the start and end taps of each delay line must be determined by the results given by the statistical code density test.

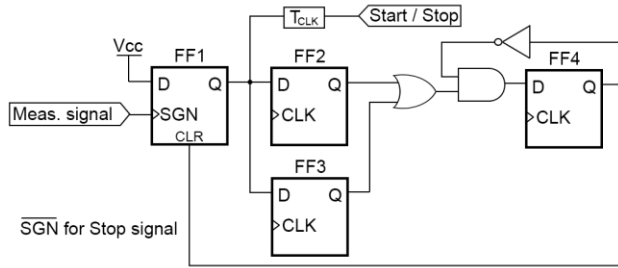


Fig. 5. Generation of fine signals.

Meanwhile, the coarse signal is generated by the synchronizer shown in Fig. 6. After two clock periods after detecting a rising edge of the signal and once its falling edge is detected, FF1, FF4 and FF5 are cleared. This coarse synchronizer has a dual-edge detection feature, so it can detect signals within the non-active edges of the clock signal.

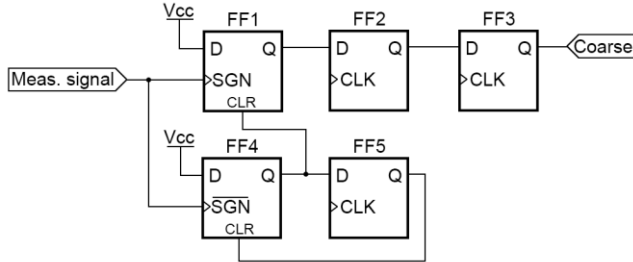


Fig. 6. Generation of coarse signals.

#### A. Time interpolation and encoding

Given the mentioned consideration for net delays, fine signals are measured in fine delay lines having a length about slightly longer than a quarter period (1280 ps), thus enabling the capability of measuring the starts and ends of all delay lines respect to the clock phases. All delay lines use CARRY4 primitives, because they require less area, generate shorter dead times and are easier to calibrate. The results from the delay lines are extrapolated by a stepped-up encoder as designed by [21].

Coarse signals are measured through digital counters. Coarse counters are divided in two types in order to keep low dead time and high dynamic range. Then, four Johnson counters and one Gray counter are used to measure time intervals up to 200 ns and 9  $\mu$ s, respectively. The least significant bit of the Johnson

counter is the clock period. Additional coding and processing is done by a finite state machine. The coding task is split in six clock cycles, and generates a 64-bit output code.

Next, the 64-bit result goes to a FIFO-memory, which transmits data to RAM memory through AXI-4 DMA core in burst mode. The stream is retrieved by a Microblaze processor and then transmitted to a PC via USB-UART interface. Results from TDC follow two paths: one, pulse validation by time width and voltage threshold levels; two, bin-by-bin calibration procedures based on the statistical code density test.

This digital architecture was developed as by creating a Xilinx PCore (Fig. 7). The primitives belonging to this core were placed and routed implemented in the south region (Fig. 8). A report for all primitives used by this user core is shown on Table II. Many primitives were automatically placed and routed, except for the measurement and encoding blocks. Blocks belonging to delay lines were located in clock regions X0Y1-X1Y1. Also, most primitives from these blocks were placed manually. Blocks belonging to coarse counters and the priority encoder were placed in clock regions X0Y2-X1Y2.

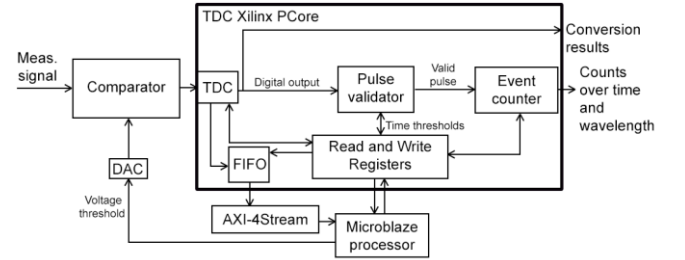


Fig. 7. Developed digital architecture.

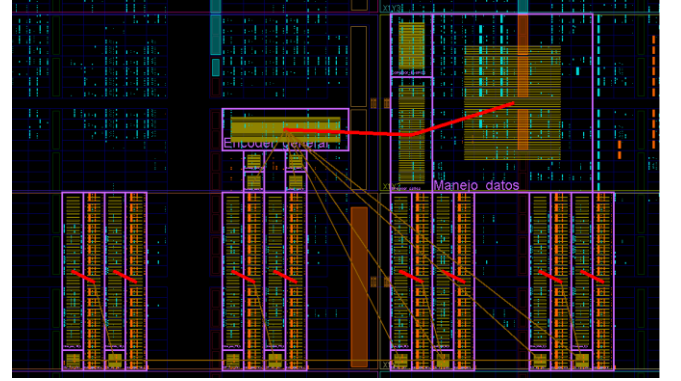


Fig. 8. Distribution of primitives as shown on PlanAhead interface.

## II. CHARACTERIZATION AND DISCUSSION

The tests below were conducted with a Xilinx Spartan-6 SP-605 evaluation platform, fabricated in a 45-nm process. The measurement signals used are a 27-MHz crystal oscillator, DCM primitive and PMT current. Measurement data is transmitted to the PC through an USB-UART interface running at 115200 baud/s.

#### A. Delay lines on a multiphase TDC

Quantization is a non-linear operation due to the non-uniformity of its absolute resolution ( $T_{LSB}$ ). Imperfections are a

consequence of semiconductor sensitivity to power supply, voltage and temperature (PVT) changes. Through several statistical code density tests, the actual distribution of time through taps from delay lines was determined. A large amount of samples of an uncorrelated signal with the TDC are collected. The number of all occurrences for all taps is used to build a histogram, from which non-linearity, real time steps, and ultimately, starts and ends of each delay line were determined.

Let three adjacent delay lines 1, 2 and 3. They all have a  $90^\circ$  phase difference. Given the results of the statistical code density test, the start tap and the end tap of delay line 2 can be found. The start tap  $A$  can be found from the zero elements from lines 1 and 3, looking for the minimum tap value for delay line 2. The stop tap  $B$  also can be found from the zero elements of lines 1 and 3, looking for the maximum tap value for delay line 2. Then, the taps of delay line 2 are replaced as follows:

$$C'_2 = \begin{cases} 0 & \text{if } C_2 < B \\ C_2 - A & \text{if } C_2 \geq B \end{cases} \quad (3)$$

The actual measurement range (MR) of each delay line is different from its theoretical value. It can be determined as:

$$MR_j = \frac{TN_j}{N} \quad (4)$$

where  $T$  is the clock signal period,  $N$  is the total number of samples taken and  $N_j$  is the number of samples corresponding to delay line  $j$ . The value of time step per tap is given by the measurement range of each delay line, multiplied by the number of samples in tap  $i$  and divided by the accumulated samples up to tap  $i$ :

$$T_{tap} = \frac{MR_j C_i}{\sum_1^i C_n} \quad (5)$$

Then, an average resolution per delay line can be found:

$$T_{LSB} = \frac{MR_j}{B - A} \quad (6)$$

The differential non-linearity (DNL) in a tap  $i$  describes the deviation of each time step from its average value  $T_{LSB}$ , and integral non-linearity (INL) is defined as the sum of DNL accumulated up to a tap  $i$ :

$$DNL_i = \frac{t_{i+1} - t_i - T_{LSB}}{T_{LSB}} \quad (7)$$

$$INL_i = \sum_{i=1}^i DNL_i \quad (8)$$

For a 27-MHz quartz crystal,  $128 \times 10^3$  samples were collected. The average resolution and actual measurement range of all delay lines are shown in tables 3 and 4. Also, DNL and INL plots are also shown on Fig. 9 and 10. The test done indicates that DNL varies between -1 LSB and 2.74 LSB, and INL varies between -2.75 LSB and 3.39 LSB.

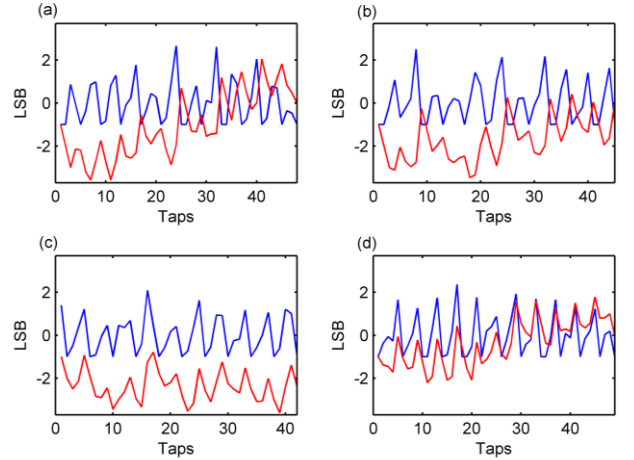


Fig. 9. DNL (blue plots) and INL (red plots) of start delay lines at (a)  $0^\circ$ , (b)  $90^\circ$ , (c)  $180^\circ$  and (d)  $270^\circ$ .

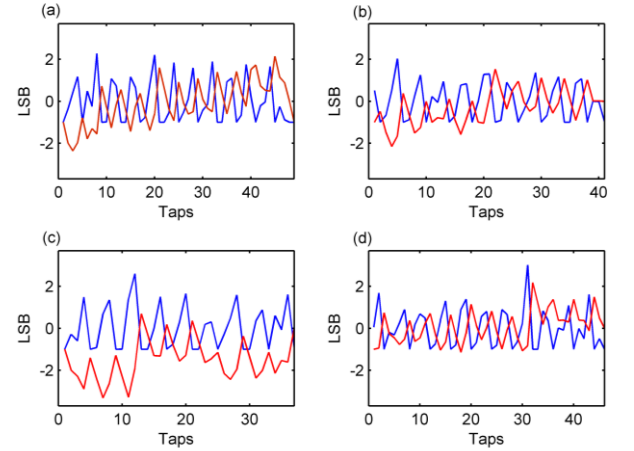


Fig. 10. DNL (blue plots) and INL (red plots) of stop delay lines at (a)  $0^\circ$ , (b)  $90^\circ$ , (c)  $180^\circ$  and (d)  $270^\circ$ .

| TABLE II<br>ATTRIBUTES FOUND FOR START DELAY LINES |       |           |                |
|----------------------------------------------------|-------|-----------|----------------|
|                                                    | $B-A$ | $MR$ (ps) | $T_{LSB}$ (ps) |
| $0^\circ$ line                                     | 47    | 923.66    | 19.65          |
| $90^\circ$ line                                    | 44    | 937.32    | 21.3           |
| $180^\circ$ line                                   | 41    | 889.18    | 21.68          |
| $270^\circ$ line                                   | 48    | 999.82    | 20.82          |

| TABLE III<br>ATTRIBUTES FOUND FOR STOP DELAY LINES |       |           |                |
|----------------------------------------------------|-------|-----------|----------------|
|                                                    | $B-A$ | $MR$ (ps) | $T_{LSB}$ (ps) |
| $0^\circ$ line                                     | 48    | 972.85    | 20.69          |
| $90^\circ$ line                                    | 40    | 895.39    | 22.38          |
| $180^\circ$ line                                   | 36    | 821.63    | 22.82          |
| $270^\circ$ line                                   | 45    | 1060.11   | 23.55          |

#### A. Uncertainty of time measurements

For the active time of a 27-MHz crystal oscillator signal (about 18518 ps), its average and standard deviation were found. Its time spectra is displayed in Fig. 14. The smaller peaks take place at  $\pm 3750$  ps from the main peak. This happens due to the remaining metastability failure rate in flip-flops belonging to coarse counters. The main result is displayed next to another peak. The distance between them is



shifted peak is generated by the appearance of results from start delay lines closer to their ends while there are null results for stop delay lines. This issue is addressed through clustering results in several peaks with a software-based algorithm of Gaussian mixture models [22]. After identifying all peaks, associates all results with them, and finally merges all results into a single peak in Fig. 15.

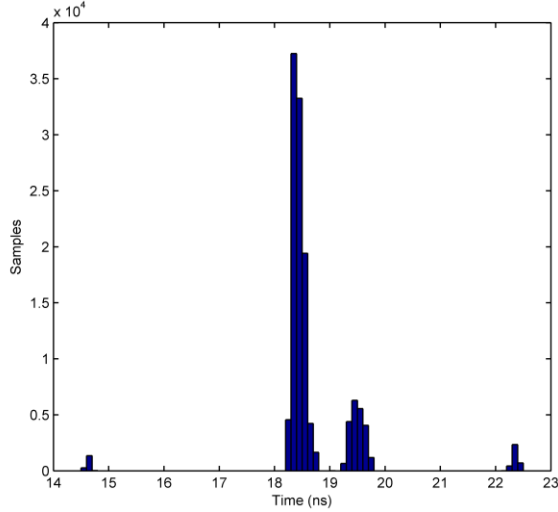


Fig.11. Results before correction.

The 27-MHz crystal oscillator signal was also modified with a DCM in dynamic reconfiguration mode [23] (Fig. 13).

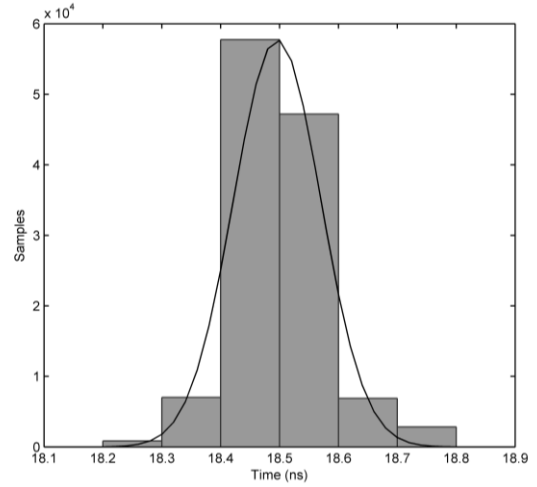


Fig.12. Results after correction.

In addition, a Tektronix AFG3021B signal generator was used measure several time intervals as well. Table 4 shows peak information for all plots. In general, signals from DCM variations show more jitter than signals from the external generator. Then, a DCM generates additional electronic noise that makes peaks broader and less defined.

All time spectra demonstrate that the generation of falling edges in synchronizers using a crystal oscillator comes at a price. A crystal oscillator in conjunction with a PLL generates an important amount of jitter that affects the generation of fine

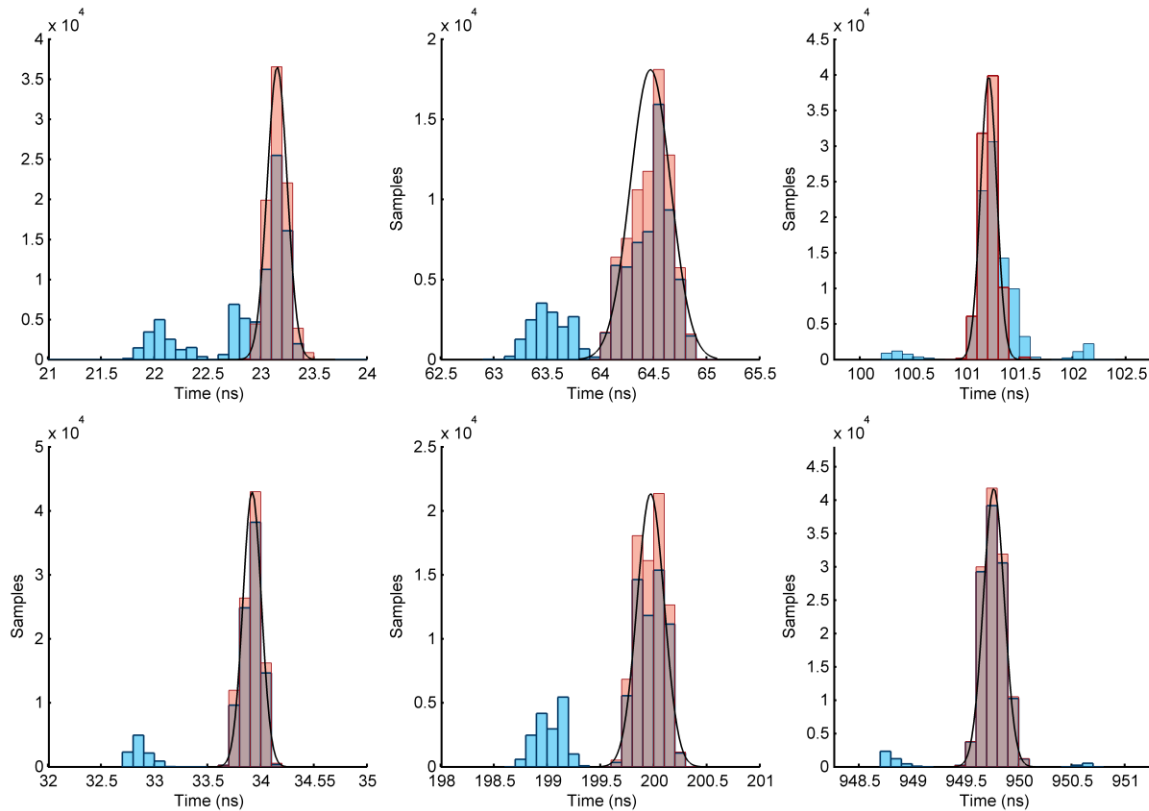


Fig. 13. (Top plots) Time spectra acquired for DCM variations. (Bottom plots) Time spectra acquired for intervals adjusted with the external signal generator.

signals, either stretching the pulses near the end of the range of a delay line or shrinking them so they cannot be measured at all. However, the Gaussian mixture algorithm proves to be a valuable tool to determine the average and standard deviation of all peaks. Also, it helps refine the results by calculating a more accurate average and a lower standard deviation in a merged peak.

TABLE IV  
ATTRIBUTES OF PEAKS FOUND FOR TIME SPECTRA

|                                             | Uncorrected |               | Corrected  |               |
|---------------------------------------------|-------------|---------------|------------|---------------|
|                                             | $\mu$ (ns)  | $\sigma$ (ns) | $\mu$ (ns) | $\sigma$ (ns) |
| DCM 1:1 (Multiply: Divide) Ratio - 18518 ps |             |               |            |               |
| Peak 1                                      | 18.47       | 0.09          | 18.50      | 0.08          |
| Peak 2                                      | 19.50       | 0.12          |            |               |
| DCM 5:4 Ratio                               |             |               |            |               |
| Peak 1                                      | 22.95       | 0.42          | 23.16      | 0.09          |
| Peak 2                                      | 23.09       | 0.16          |            |               |
| DCM 2:7 Ratio                               |             |               |            |               |
| Peak 1                                      | 63.52       | 0.17          | 64.47      | 0.19          |
| Peak 2                                      | 64.47       | 0.19          |            |               |
| DCM 2:11 Ratio                              |             |               |            |               |
| Peak 1                                      | 100.38      | 0.13          | 101.21     | 0.07          |
| Peak 2                                      | 101.26      | 0.12          |            |               |
| Peak 3                                      | 102.11      | 0.06          |            |               |
| Signal generator - 34 ns                    |             |               |            |               |
| Peak 1                                      | 32.87       | 0.09          | 33.92      | 0.09          |
| Peak 2                                      | 33.92       | 0.09          |            |               |
| Signal generator - 200 ns                   |             |               |            |               |
| Peak 1                                      | 199.03      | 0.12          | 199.97     | 0.13          |
| Peak 2                                      | 199.97      | 0.13          |            |               |
| Signal generator - 950 ns                   |             |               |            |               |
| Peak 1                                      | 948.80      | 0.08          | 949.77     | 0.09          |
| Peak 2                                      | 949.77      | 0.10          |            |               |
| Peak 3                                      | 950.63      | 0.7           |            |               |

#### A. Discrimination of photomultiplier signal

The preamplified PMT signal under low light levels is shown on Fig. 14. It was captured with a Tektronix TDS2014B oscilloscope in persistence mode. It exhibits afterpulsing. Nonetheless, it should be pointed out that the first pulse has great amplitude jitter, which is consistent with a typical PMT pulse shape.

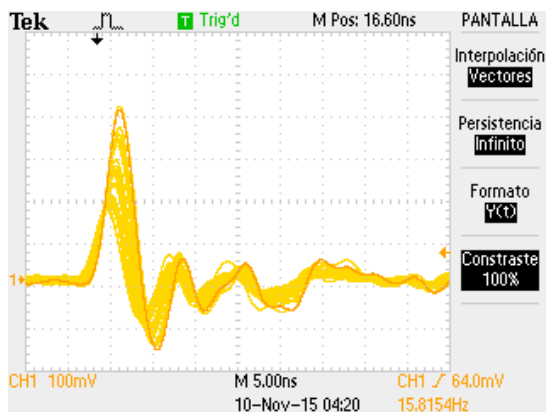


Fig. 14. Examples of actual PMT output pulse waveforms.

A voltage threshold discriminator allows ignoring subsequent pulses from the main pulse of interest, and taking valid counts. In this work, a voltage threshold allows finding an amplitude

and time window in which pulses are found. Keeping this in view, time spectra were taken under several voltage thresholds.

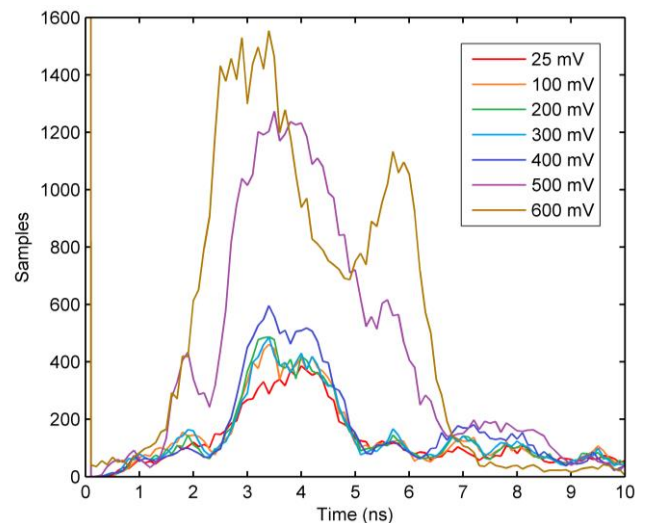


Fig. 15. Time spectra of pulses under several voltage thresholds.

In the acquisition of the time spectra from the PMT signal, lower voltage thresholds (up to 500 mV) report similar curves, indicating that the pulses from the PMT are being picked up along with afterpulsing and other sources of noise. However, this does not happen for a 600-mV threshold, in which the time spectrum shape is distorted. This is due to the shortening of time intervals generated by the comparator under higher thresholds. For all plots, the PMT signal takes time intervals between 2 and 9 ns, which is consistent with pulse widths shown in Fig. 14. These are the time limits that will be considered by the event counter. These time values are introduced as a code of coarse counts and additional phase information from the status of generation of fine signals for all synchronizers.

#### B. Acquisition of light spectra

The scheme described in Fig. 2 is also working with several optical components. A light source hits a sample. The scattered light is focused by a lens and directed through a slit. An Oriel Cornerstone 130 monochromator filters the passing light by wavelength and the PMT receives it. Several pulse height distributions (Fig. 16) were taken under three different light levels from a mercury lamp.

Lower light levels are associated with lower count rates and narrow curves. For middle and higher light levels, count rates are higher and curves are broader. From 500 mV and up, the registered counts are proportional to light levels. Therefore, the entire system is able to distinguish the PMT signal in presence of noise.

The acquisition of spectra was configured with a 2-9 ns time interval and a 600-mV voltage threshold. Fig. 17-19 show the spectrum of a mercury lamp and a sample of Rhodamine 6B under a 532-nm Nd:Yag laser, respectively. The Hamamatsu R2295 PMT is fed with 1000 V and a 10- $\mu$ m slit is used at the input of the monochromator. The raw emission spectrum was corrected by relative intensity, noise suppression and



background elimination with methods proposed by S.J. Baek et al [24].

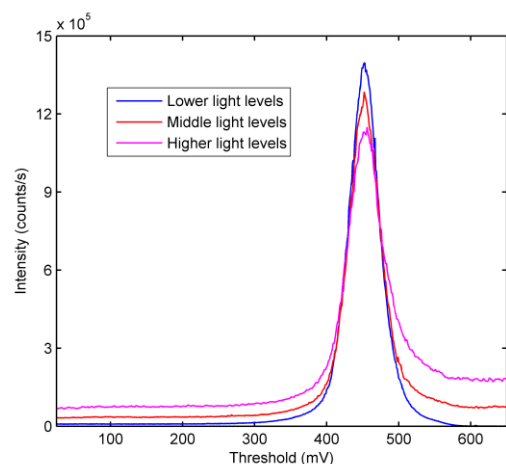


Fig. 16. Pulse height distribution of PMT pulses under a 2-9 ns time interval.

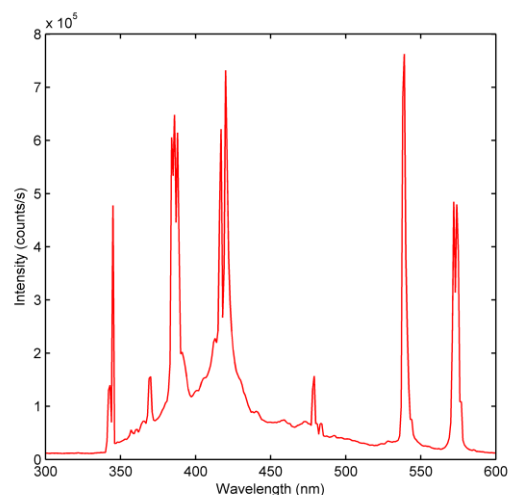


Fig. 17. Raw emission spectrum from a mercury lamp.

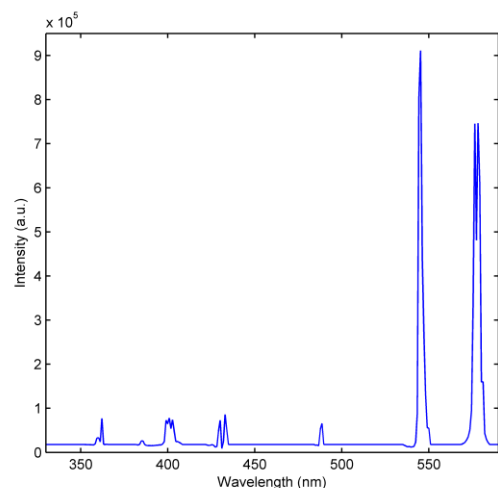


Fig. 18. Corrected emission spectrum from a mercury lamp.

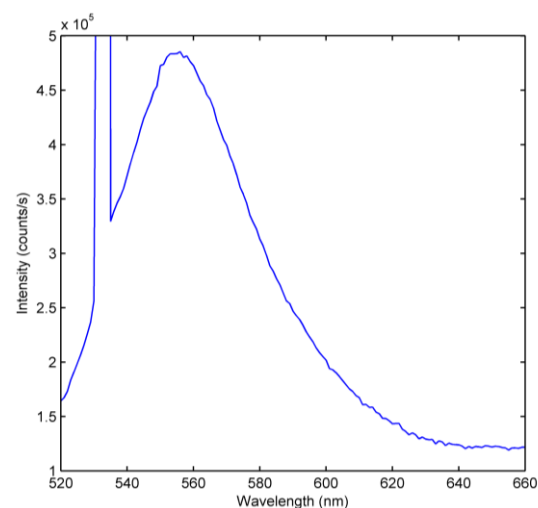


Fig. 19. Fluorescence spectrum of Rhodamine 6G (532-nm Nd:Yag laser).

## CONCLUSIONS AND OUTLOOK

Through this work, we demonstrated that a TDC can have delay lines shorter than a clock period. However, this is done at expense of resources within the FPGA and a more complex digital architecture. Also, this TDC brings into account imperfections in trimming of fine start and stop signals in synchronizers in which clock signals generate falling edges.

A Gaussian mixture algorithm determines the average and standard deviation of all samples in time spectra; also, it creates a merged peak with a more accurate average and lower standard deviation. In addition, results from pulse height distributions match with the results provided from the TDC for several voltage thresholds and the oscilloscope capture. Then, our TDC provided an indirect way to estimate the parameters of the output pulse. This implies that acquisition of spectra is feasible even in conditions of poor analog signal processing. Moreover, this means that the developed scheme is able to process the PMT signal in presence of afterpulsing and noise.

This system will be further refined and used with an optical detector capable of detecting the Raman effect, in order to acquire spectra of low cross-section samples such as powders. In particular, we intend to obtain spectra of samples of carbon nanostructures and iron oxides in the short term.

## ACKNOWLEDGEMENTS

The authors thank Jean-Pierre Galaup from the Laboratoy Aimé Cotton at the CNRS and University of Paris Sud-11 for providing valuable feedback throughout this work, and Angel Salazar from Universidad Pontificia Bolivariana for fruitful discussions. Also, we acknowledge the financial support given by Colciencias for the junior researcher grants awarded during 2013 and 2014, and Universidad Pontificia Bolivariana for the scholarship to pursue graduate studies.

## REFERENCES

- [1] W. Becker, *Advanced time-correlated single photon counting techniques*. Berlin: Springer, 2005, p. 11.
- [2] G. Ripamonti, A. Abba, and A. Geraci, "High frequency, high time resolution time-to-digital converter employing passive resonating circuits," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 81, no. 5, p. 054705, 2010.
- [3] M. Ghioni, S. Cova, C. Samori, and F. Zappa, "True constant fraction trigger circuit for picosecond photon-timing with ultrafast microchannel plate photomultipliers," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 68, no. 5, p. 2228, 1997.
- [4] A. Restelli, R. Abbiati, and A. Geraci, "Digital field programmable gate array-based lock-in amplifier for high-performance photon counting applications," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 76, no. 9, p. 093112, 2005.
- [5] W. Yonggang, C. Xinyi, L. Deng, Z. Wensong, and L. Chong, "A Linear Time-Over-Threshold Digitizing Scheme and Its 64-channel DAQ Prototype Design on FPGA for a Continuous Crystal PET Detector," *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 61, no. 1, pp. 99–106, 2014.
- [6] J. Wu and Z. Shi, "The 10-ps wave union TDC: Improving FPGA TDC resolution beyond its cell delay," in *2008 IEEE Nucl. Sci. Symp. Conf. (2008 NSS/MIC)*, pp. 3440–3446.
- [7] C. Favi and E. Charbon, "A 17ps time-to-digital converter implemented in 65nm FPGA technology," in *Proceedings of the ACM/SIGDA international symposium*, 2009, p. 113.
- [8] M. Fishburn, L. H. Menninga, C. Favi, and E. Charbon, "A 19.6 ps, FPGA-Based TDC With Multiple Channels for Open Source Applications," *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 60, no. 3, pp. 2203–2208, 2013.
- [9] J. Wang, S. Liu, Q. Shen, H. Li, and Q. An, "A Fully Fledged TDC Implemented in Field-Programmable Gate Arrays," *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 57, no. 2, pp. 446–450, 2010.
- [10] M. Palka, P. Moskal, T. Bednarski, P. Białas, E. Czerwinski, L. Kapłon, A. Kochanowski, G. Korcyl, J. Kowal, P. Kowalski, T. Kozik, W. Krzemień, M. Molenda, S. Niedźwiecki, M. Pawlik, L. Razyński, Z. Rudy, P. Salabura, N. Gupta-Sharma, M. Silarski, A. Słomski, J. Smyrski, A. Strzelecki, W. Wiślicki, M. Zieliński, and N. Zoń, "A novel method based solely on field programmable gate array (FPGA) units enabling measurement of time and charge of analog signals in positron emission tomography (PET)," *Bio-Algorithms and Med-Systems*, vol. 10, no. 1, 2014.
- [11] C. Ugur, W. Koenig, J. Michel, M. Palka, and M. Traxler, "Field programmable gate array based data digitisation with commercial elements," *J. Inst.*, vol. 8, no. 01, pp. C01035, 2013.
- [12] J. Wu, "A digitization scheme of sub-microampere current using a commercial comparator with hysteresis and FPGA-based wave union TDC," *J. Inst.*, vol. 8, no. 01, pp. C01019, 2013.
- [13] D. Xi, C. M. Kao, W. Liu, C. Zeng, X. Liu, and Q. Xie, "FPGA-Only MVT Digitizer for TOF PET," *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 60, no. 5, pp. 3253–3261, 2013.
- [14] G. Bencivenni, E. Czerwinski, E. de Lucia, G. de Robertis, D. Domenici, O. Enriquez, G. Fanizzi, G. Felici, R. Liuzzi, F. Loddo, M. Mongelli, G. Morello, A. Ranieri, and V. Valentino, "A Time Domain Reflectometer with 100ps precision implemented in a cost-effective FPGA for the test of the KLOE-2 Inner Tracker readout anodes," *Nucl. Instrum. Methods Phys. Res. A*, vol. 698, pp. 185–191, 2013.
- [15] D. Vyhřídál, M. Jelínek, M. Čech, V. Kubeček, P. Tománek, D. Senderáková, and P. Páta, "Performance evaluation of fast, high precision laser rangefinder electronics with a pulsed laser," in *Photonics Prague 2011: SPIE*, 2011, pp. 83060D.
- [16] Y. Maruyama, J. Blacksberg, and E. Charbon, "A 1024x8, 700-ps Time-Gated SPAD Line Sensor for Planetary Surface Exploration With Laser Raman Spectroscopy and LIBS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 49, no. 1, pp. 179–189, 2014.
- [17] R. Nutt, "Digital Time Intervalometer," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 39, no. 9, p. 1342, 1968.
- [18] R. Szplet, J. Kalisz, and Z. Jachna, "A 45 ps time digitizer with a two-phase clock and dual-edge two-stage interpolation in a field programmable gate array device," *Meas. Sci. Technol.*, vol. 20, no. 2, p. 025108, 2009.
- [19] S. Loffredo, "Design, construction and tests of a high resolution, high dynamic range Time to Digital Converter," Ph. D. dissertation, Università degli studi Roma Tre, Rome, 2010.
- [20] C. Hervé, J. Cerrai, and T. Le Caër, "High resolution time-to-digital converter (TDC) implemented in field programmable gate array (FPGA) with compensated process voltage and temperature (PVT) variations," *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, vol. 682, pp. 16–25, 2012.
- [21] X. Hu, L. Zhao, S. Liu, J. Wang, and Q. An, "A Stepped-Up Tree Encoder for the 10-ps Wave Union TDC," *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 60, no. 5, pp. 3544–3549, 2013.
- [22] MATLAB, 'Tune Gaussian Mixture Models', 2016. [Online] Available: <http://www.mathworks.com/help/stats/tune-gaussian-mixture-models.html>. [Accessed: 24-Oct-2016].
- [23] Xilinx, 'Spartan-6 FPGA Clocking Resources', 2015. [Online] Available: [http://www.xilinx.com/support/documentation/user\\_guides/ug382.pdf](http://www.xilinx.com/support/documentation/user_guides/ug382.pdf). [Accessed: 24-Oct-2016].
- [24] S.J. Baek, A. Park, J. Kim, A. Shen, and J. Hu, "A simple background elimination method for Raman spectra," *Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems*, vol. 98, no. 1, pp. 24–30, 2009.



**Maryam del Mar Correa** was born in Marinilla, Colombia. She obtained the B.Sc. degree cum laude in electronics engineering at Universidad Pontificia Bolivariana in 2013. In 2013 and 2014, she was awarded a Colciencias Junior Researcher grant twice. Since 2014 she is pursuing a M. Sc. degree in engineering with the Optics and Spectroscopy

Research Group at Universidad Pontificia Bolivariana. Her current research activity focuses in the design and implementation of alternative signal processing systems for spectroscopy. Her research interests include high-resolution data converters, instrumentation for photon counting, optical and electrical characterization of carbon nanostructures.



**Freddy Rafael Pérez** was born in Sahagún, Colombia. He received the B. Sc. degree in physics at Universidad de Antioquia in 1989, the M. Sc. degree in physics at Universidad Industrial de Santander in 2000, and the Ph.D. in physics at Universidad de Antioquia in 2009. He spent a semester at NIST in Gaithersburg, MD, in 2009, where he learned about

signal and data processing in vibrational spectroscopy. Currently, he is a tenured professor and head of the department of fundamental sciences at Universidad Pontificia Bolivariana. His research interests include vibrational characterization of iron oxides and carbon nanostructures, *ab-initio* simulations of photonic confinement in carbon nanotubes and fundamentals of nanoscale transistors.

ANEXO B  
MANUAL DE OPERACIÓN



Universidad  
Pontificia  
Bolivariana



Universidad Pontificia Bolivariana – Laboratorio de Óptica y Espectroscopía

Circular 1 70-01 Bloque 8 Piso 1

Teléfono: (+574) 448 83 88 ext. 12820

**Sistema espectroscópico para la adquisición de espectros de emisión, de  
fluorescencia y Raman**

**MANUAL DE OPERACIÓN**

Favor leer las instrucciones completamente antes de operar el sistema. Si hay preguntas o problemas con del funcionamiento del mismo, contactar a:

I.E.O. Msc (e) Maryam del Mar Correa

E-mail: [maryam.correa@upb.edu.co](mailto:maryam.correa@upb.edu.co)

Móvil: (+57) 319 246 33 51

Prof. Dr. Freddy Rafael Pérez

E-mail: [fredy.perez@upb.edu.co](mailto:fredy.perez@upb.edu.co)

Teléfono: (+574) 448 83 88 ext. 14003

Prof. Dr. Ángel Salazar Martínez

E-mail: [angel.salazar@upb.edu.co](mailto:angel.salazar@upb.edu.co)

Teléfono: (+574) 448 83 88 ext. 12840

## CONTENIDO

|                                                                            |     |
|----------------------------------------------------------------------------|-----|
| INTRODUCCIÓN .....                                                         | 91  |
| MEDIDAS DE SEGURIDAD .....                                                 | 92  |
| Eléctrica .....                                                            | 92  |
| Óptica .....                                                               | 93  |
| Cuidado de los equipos electrónicos .....                                  | 93  |
| 1. MONTAJE ÓPTICO Y ELECTRÓNICO.....                                       | 94  |
| 1.1. Descripción del sistema espectroscópico .....                         | 94  |
| 1.2. Procedimiento de organización y verificación de funcionamiento ..     | 98  |
| 2. INSTALACIÓN DEL SOFTWARE DE LOS EQUIPOS Y DISPOSITIVOS ....             | 105 |
| 2.1. Instalación de Java JRE (Máquina virtual de Java) .....               | 105 |
| 2.2. Instalación de Java JDK (Kit de desarrollo de <i>software</i> ) ..... | 106 |
| 2.3. Instalación de Netbeans .....                                         | 110 |
| 2.4. Instalación de las herramientas de Xilinx .....                       | 114 |
| 2.5. Instalación de la interfaz USB a UART de la FPGA .....                | 125 |
| 2.6. Instalación del controlador RXTX para Java .....                      | 127 |
| 2.7. Incorporar la API (aplicación) del controlador serial a Netbeans .... | 130 |
| 3. MANEJO DEL SOFTWARE DEL SISTEMA ESPECTROSCÓPICO .....                   | 135 |
| 3.1. Requisitos previos .....                                              | 135 |
| 3.2. Aspecto de la interfaz gráfica .....                                  | 135 |
| 3.3. Ejecución de la aplicación .....                                      | 136 |
| 3.4. Manejo del monocromador a través de la aplicación .....               | 138 |
| 3.4.1. Iniciar comunicación con el monocromador .....                      | 138 |
| 3.4.2. Adquirir datos del monocromador .....                               | 140 |
| 3.4.3. Selección de las unidades de longitud de onda .....                 | 141 |

|                                                                               |     |
|-------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 3.4.4. Abrir y cerrar ventana electrónica .....                               | 141 |
| 3.4.5. Variación de la longitud de onda .....                                 | 141 |
| 3.4.6. Ir a una longitud de onda específica .....                             | 143 |
| 3.4.7. Efectuar un barrido espectral .....                                    | 143 |
| 3.5. Manejo del DAC .....                                                     | 145 |
| 3.5.1. Modo de operación independiente .....                                  | 145 |
| 3.5.2. Cambiar el umbral del DAC a través de la aplicación .....              | 147 |
| 3.6. Manejo de la FPGA .....                                                  | 148 |
| 3.6.1. Modo de operación independiente .....                                  | 148 |
| 3.6.2. Operación en modo de conversor de tiempo a digital ....                | 150 |
| 3.6.3. Operación en modo de adquisición de espectros con la aplicación .....  | 153 |
| 3.6.4. Habilitar registro de la intensidad en un barrido espectral            | 154 |
| 3.7. Solución de problemas .....                                              | 157 |
| 4. PROCESAMIENTO DE LOS ARCHIVOS GENERADOS .....                              | 158 |
| 4.1. Decodificación de los resultados del conversor de tiempo a digital.....  | 158 |
| 4.2. Decodificación de los resultados de la corriente oscura del PMT ..       | 160 |
| 4.3. Importar los datos obtenidos a Excel .....                               | 161 |
| 4.4. Procesamiento de archivos en Matlab .....                                | 164 |
| 4.4.1. Visualización de espectros de tiempo .....                             | 164 |
| 4.4.2. Hallar la no linealidad del TDC .....                                  | 166 |
| 4.4.3. Mezcla de gaussianas .....                                             | 167 |
| 4.4.4. Procesamiento de espectros con líneas espectrales o bandas Raman ..... | 169 |

## INTRODUCCIÓN

El Grupo de Óptica y Espectroscopía planeó y ejecutó diversos proyectos de investigación desde el año 2004 con el fin de construir un sistema espectroscópico modular. Entre ellos, se destaca el desarrollado un esquema de procesamiento de señales que permite la adquisición de espectros en condiciones de montaje óptico no óptimamente alineado, de acondicionamiento analógico insuficiente o de presencia de fuentes perturbadoras de la línea tales como motores de alta potencia en laboratorios cercanos. Este sistema consta de un monocromador Oriel Cornerstone 130, un módulo de fotodetección diseñado para el tubo fotomultiplicador Hamamatsu R2295, una fuente dual de voltaje, una fuente de alto voltaje, un preamplificador Mini-circuits ZX60-P103LN+, una tarjeta Xilinx Spartan-6 SP605 y un circuito adicional de manejo del DAC MAX8225 operado mediante un microcontrolador PIC18F4455 y un adaptador de serial a USB.

Para la facilidad de uso, el sistema se controla desde un programa desarrollado en el lenguaje Java. Una vez se implemente el montaje óptico y electrónico, y también se instale el software necesario en el computador, se pueden ajustar los el sistema para la adquisición de espectros a través del software proporcionado. Para otras medidas de caracterización de señales, el DAC y la FPGA pueden operarse de manera independiente a través de sus propios puertos USB-serial. Estos modos de operación independiente admiten la caracterización de señales como la corriente oscura del tubo fotomultiplicador, la señal de salida de un generador de pulsos arbitrarios diseñado para la FPGA y la medición de cualquier otro tipo de señal cuya amplitud no sobrepase los 2.5 V y cuya duración no sea mayor a 9.6  $\mu$ s.

Para este sistema, gran parte de los algoritmos de procesamiento de señal y caracterización del sistema ya han sido desarrollados. Se enseña el uso de los mismos. Se ha procurado al máximo que el usuario sólo tenga que seguir los pasos sugeridos y hacer el uso de archivos ejecutables por lotes, sin tener que escribir líneas de código por su cuenta. Por ende, el usuario no requiere de conocimientos de programación. Así, los archivos generados de resultados para los espectros y el conversor de tiempo a digital se pueden importar a Excel, Origin, Matlab o algún otro programa de preferencia.

## MEDIDAS DE SEGURIDAD

### 1. Eléctrica

1. Conectar los dispositivos electrónicos y equipos a redes eléctricas que ofrezcan polo a tierra, es decir, que en sus tomas hayan tres terminales. De lo contrario, puede existir riesgo de daño a los equipos conectados y choque eléctrico en el personal del laboratorio.
2. Los conectores coaxiales para la fuente de alto voltaje son de tipo MHV y SHV. Por la seguridad del personal del laboratorio, no se recomienda el uso de conectores BNC para aplicaciones de alto voltaje.
3. Las tarjetas que no tengan carcasa no deben ser expuestas a excesiva humedad o partículas suspendidas en el aire. En caso de acumulación de polvo, deben limpiarse usando aire seco presurizado, libre de partículas y no ionizado. Bajo ningún motivo se debe limpiar las tarjetas con solventes fuertes basados en acetonas. Sin embargo, puede usarse alcohol isopropílico y un cepillo si el aire seco no logra limpiar completamente la tarjeta.
4. La fuente de bajo voltaje debe poseer bajo ruido electrónico y bajo rizado. Además, sus terminales deben conectarse a cables que posean un contacto apropiado, como cables banana o caimán en buen estado.
5. Las mesas de los laboratorios son propensas a la acumulación de carga estática. Si el montaje del sistema espectroscópico debe hacerse sobre una de ellas, favor tener en cuenta las siguientes indicaciones: las tarjetas deben estar separadas por materiales aislantes (como madera o espuma); así mismo debe evitarse la ubicación de las tarjetas y equipos en las esquemas de la mesa, dado que son lugares propicios para la descarga electrostática, incluso a través del personal del laboratorio.
6. El preamplificador, la FPGA y el DAC son circuitos susceptibles a la estática. Se deben manipular poniendo los dedos en los bordes de los mismos y sin tocar componentes electrónicos. El cuerpo humano suele almacenar electricidad estática por teclear frente a un computador por largas horas o trotar al hacer ejercicio. Si estos circuitos se manipulan de manera indebida, es posible que ocurran daños instantáneos o progresivos irreparables.
7. El usuario que tenga carga estática nociva debe abstenerse de usar el sistema. Los signos de acumulación de carga son los siguientes: las bolsas plásticas u otros elementos plásticos pequeños se adhieren a sus manos, o bien, se produce un sonido y sensación de arco eléctrico pequeño al estar en contacto con otras personas o elementos metálicos. Para descargar la carga estática acumulada, se recomienda buscar un espacio abierto de tierra húmeda (donde haya hierba, por ejemplo) y caminar sobre ella con los pies descalzos por un espacio de cinco a diez minutos. Una descarga óptima se logra si se puede mojar las plantas de los pies con un poco de agua.



8. Si el usuario no tiene una carga estática acumulada, puede lavarse las manos con agua fría o puede deslizar los dedos de ambas manos en la pared por unos segundos. Esto ayuda a eliminar posibles cargas estáticas pequeñas antes de manipular las conexiones eléctricas del circuito o tocar las tarjetas electrónicas que no lleven carcasa.

9. Apretar bien los tornillos de la caja de fotodetección. Conectar bien los cables para evitar cortocircuitos, descarga de estática procedente de mesas metálicas y distorsión de las líneas de alimentación y señales eléctricas a medir.

## **2. Óptica**

10. No dejar equipos o elementos en las orillas de la mesa. En la oscuridad requerida para los experimentos de conteo de fotones o caracterización de corriente oscura, existe el riesgo de que un mal movimiento del usuario cause que tropiece o haga caer cualquier objeto que esté en las esquinas. Si se necesita iluminación para guiar sus movimientos, puede usarse la luz de su teléfono inteligente o de una linterna de baja intensidad.

11. Los haces de luz láser en los laboratorios tienen la potencia suficiente como para causar daños en los ojos si se miran directamente o mediante alguna de sus reflexiones. Por ende, deben evitarse las reflexiones especulares que puedan apuntar a los ojos de alguna persona. Así mismo, se recomienda el uso de gafas con filtros que atenúen las longitudes de onda de los haces.

## **3. Cuidado de los equipos ópticos**

12. No someter el tubo fotomultiplicador a una luz demasiado intensa, ya que podría destruirlo. Además, podría causar daños irreparables al preamplificador y a la FPGA. Esta situación se evita si la sala está oscura en todo momento en el que la fuente de alto voltaje y el tubo fotomultiplicador funcionen.

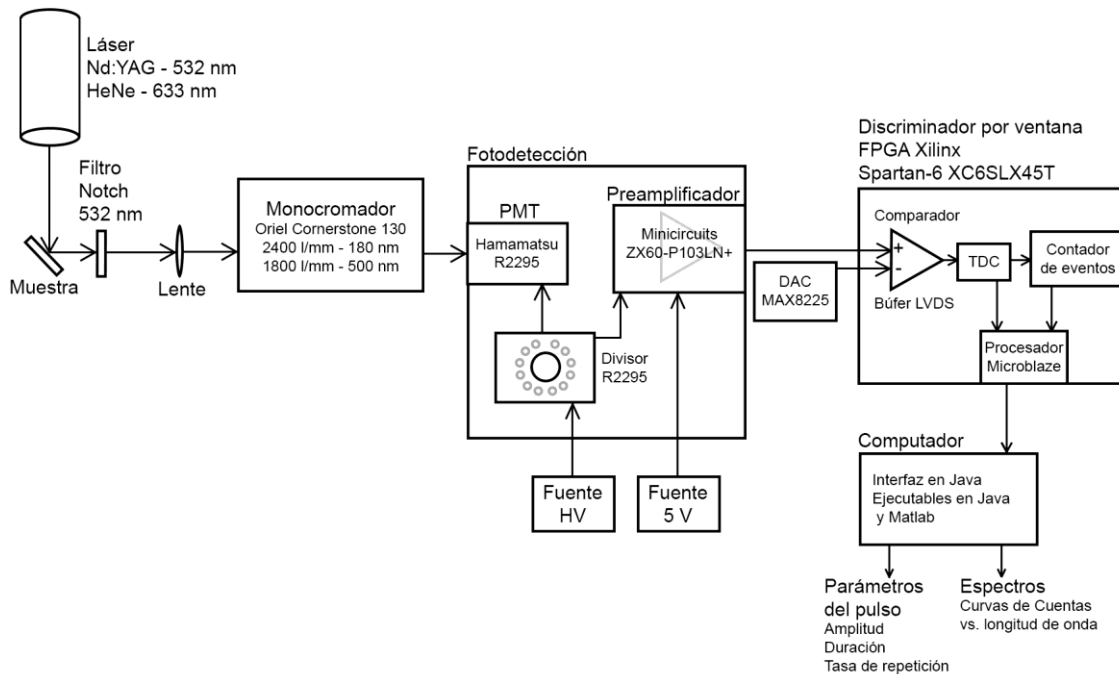
13. Al apagar la fuente de alto voltaje, se debe esperar diez segundos para encender la luz de la sala del laboratorio. El módulo de fotodetección es un circuito analógico de naturaleza capacitiva. Este tiempo lo usa el módulo para descargar el alto voltaje que acumuló durante la operación del tubo fotomultiplicador. De este modo, también se protege el fotodetector y los dispositivos electrónicos que procesan su señal de salida.

14. No dejar el monocromador expuesto al polvo si no se está usando, ya que sus elementos ópticos podrían ensuciarse. Se recomienda cubrir su entrada y su salida con el protector designado que impide el paso de partículas suspendidas en el aire.

## 1. MONTAJE ÓPTICO Y ELECTRÓNICO

### 1.1. Descripción del sistema espectroscópico

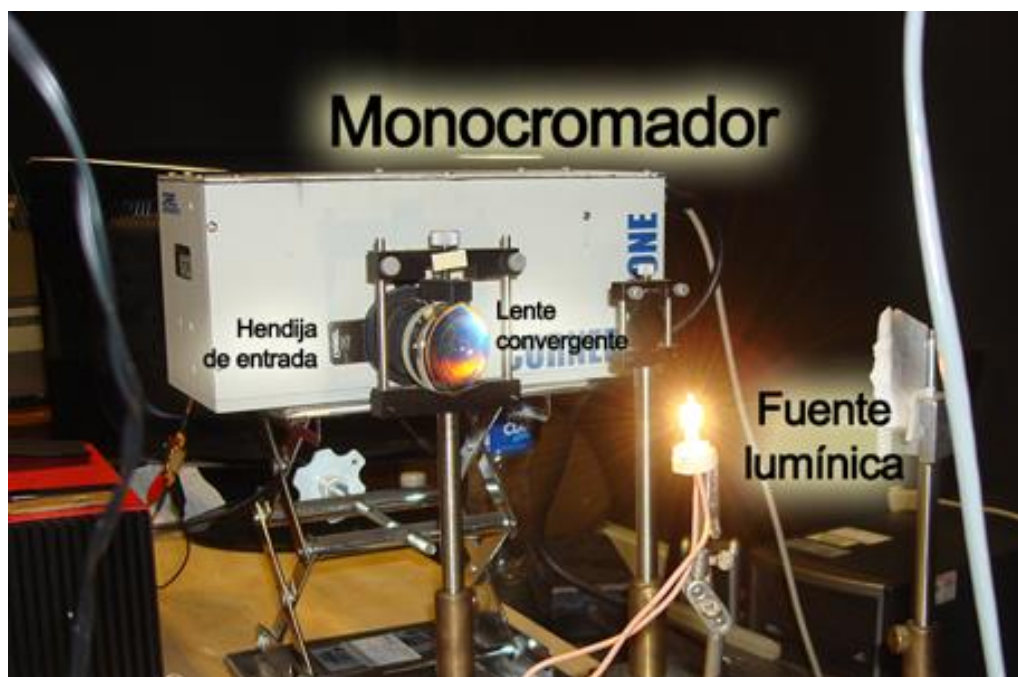
El sistema espectroscópico consta de un haz de luz láser, la muestra, un lente convergente, un filtro *notch* opcional, un monocromador, un módulo de fotodetección, una fuente de alto voltaje, un preamplificador, una fuente de voltaje que tenga un rizado bajo, un DAC y una FPGA.



**Figura 1.** Elementos del montaje óptico y electrónico.

A través de las siguientes figuras, se muestran algunas disposiciones del montaje óptico para la adquisición de:

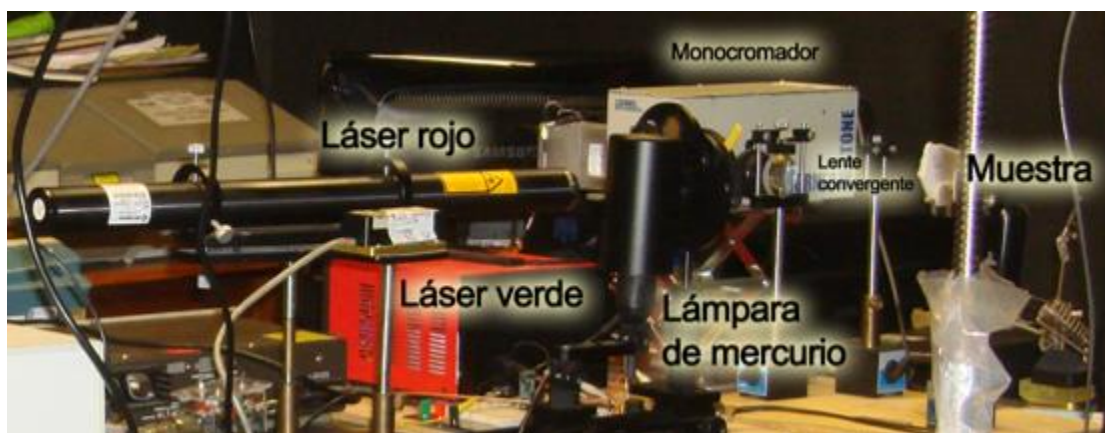
1. Espectros de emisión, forma directa (Fig. 2)
2. Espectros de emisión, forma indirecta. Usar esta forma si la fuente lumínica es muy intensa (Fig. 3). Se usan tanto la hendidura estrecha a la entrada como una densidad óptica que atenúa un porcentaje de la luz. Se reemplaza el lente convergente por este elemento.
2. Espectros de Raman y fluorescencia. (Fig. 4). Las fuentes disponibles son las siguientes: un láser verde Nd:Yag de 532 nm, un láser rojo de HeNe de 633 nm y una lámpara de mercurio acompañada de un diafragma y una rueda con filtros para seleccionar cada una de sus líneas espectrales. La luz esparcida por la muestra se recoge en una dirección ortogonal a la luz incidente. El lente convergente mejora la recolección de la luz esparcida.



**Figura 2.** Montaje óptico para la adquisición del espectro de una lámpara halógena de tungsteno.



**Figura 3.** Uso de densidades ópticas y un espejo.



**Figura 4.** Fuentes lumínicas disponibles para la adquisición de espectros Raman y de fluorescencia.



**Figura 5.** Elementos de la zona electrónica del montaje.



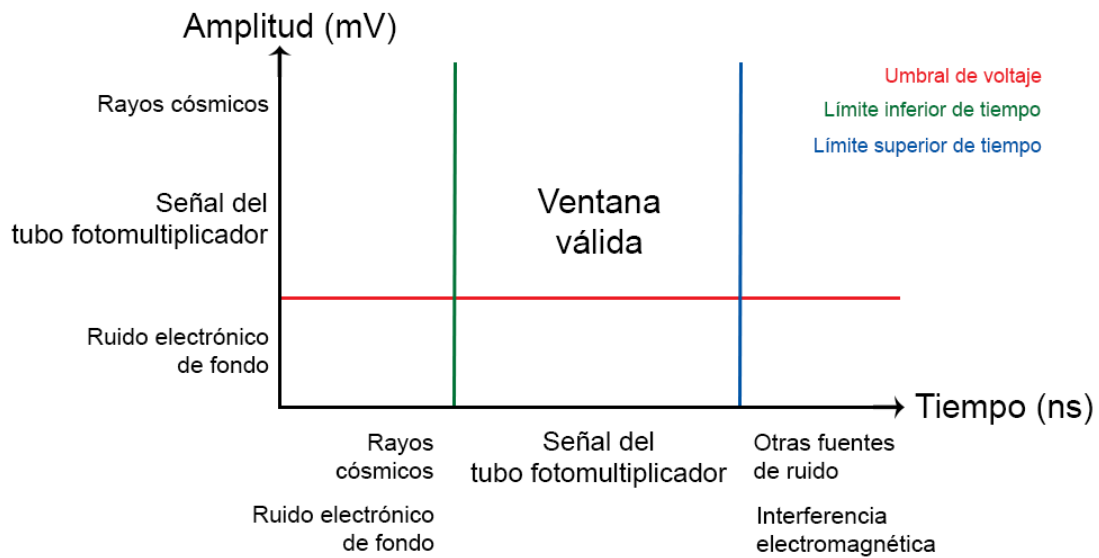
**Figura 6.** Disposición física del DAC y FPGA.

Con el fin de explicar mejor los elementos del montaje y sus conexiones, se explican dos zonas: una óptica y otra electrónica.

En la zona óptica, se disponen los elementos para el análisis de una muestra para un fotodetector monocal. Para espectroscopía Raman y de fluorescencia, se usa una fuente de luz láser, la muestra misma, un lente convergente que mejora la recolección de la luz esparcida en una dirección ortogonal, y un monocromador. Alternativamente, se puede usar una lámpara de mercurio como fuente lumínica que irradie la muestra. Si se realizan experimentos con el láser verde, es necesario emplear un filtro *notch* que rechaza su componente espectral en la luz esparcida por la muestra. En el monocromador, se selecciona cada longitud de onda de interés de la luz esparcida. Esta luz, casi monocromática, va a tubo fotomultiplicador. Desde ahí, comienza la zona electrónica que consiste en la adquisición de la intensidad lumínica en función de las cuentas del fotodetector vs. Longitud de onda, la cual mejor se conoce como espectro adquirido mediante la técnica electrónica del conteo de fotones.

El montaje electrónico empleado para la discriminación y la digitalización de señales como parte de la adquisición de espectros consiste de un tubo fotomultiplicador Hamamatsu R2295 y un circuito divisor de voltaje cubiertos por una carcasa, un preamplificador, un DAC que selecciona un umbral de voltaje y un sistema de muestreo de la señal y decisión de conteo implementado en una FPGA. En la etapa de preamplificación, se usa un amplificador de la referencia Mini-circuits ZX60-P103LN+. Entonces, el módulo de fotodetección abarca el procesamiento analógico de los pulsos de tubo fotomultiplicador. Así, cambia los pulsos de corriente por pulsos de voltaje que pueden capturarse con un discriminador de umbral y un conversor de tiempo a digital. Luego, un búfer LVDS de la FPGA se usa intencionalmente como comparador, y éste digitaliza la señal preamplificada a partir del resultado de su diferencia con los umbrales de voltaje ajustados mediante un conversor digital a analógico de referencia MAX8225. Después, el conversor de tiempo a digital encarga de la medición de intervalos de tiempo. Una vez aparecen los resultados, éstos se comparan con unos umbrales de tiempo definidos en un contador de eventos, el cual valida si cada uno de ellos corresponde o no a la señal del tubo fotomultiplicador.

Así, se diseñó e implementó un esquema de conteo de fotones alternativo al esquema clásico del discriminador de uno o dos umbrales. El esquema propuesto observa las señales que llegan con dos criterios: amplitud y duración (ver Fig. 7). La señal debe ser lo suficientemente alta para que se distinga del ruido electrónico de fondo; así mismo, debe ser lo suficientemente ancha para que no sea un pulso generado por un rayo cósmico o parte del ruido de fondo, pero no debe ser tan duradera para que sea considerada como una fuente de interferencia electromagnética no deseada. En general, el pulso de voltaje que arroja el fotodetector se encuentra en una región de 400 a 800 mV, y un intervalo temporal de 2 a 6 ns.



**Figura 7.** Ventana de discriminación propuesta.

### **1.2. Procedimiento de organización y verificación de funcionamiento**

Esta sección del manual provee la forma de conectar los elementos del montaje y un mecanismo para corroborar que el procesamiento analógico de las señales del tubo fotomultiplicador sea el adecuado. A continuación, se enumeran los pasos a seguir:

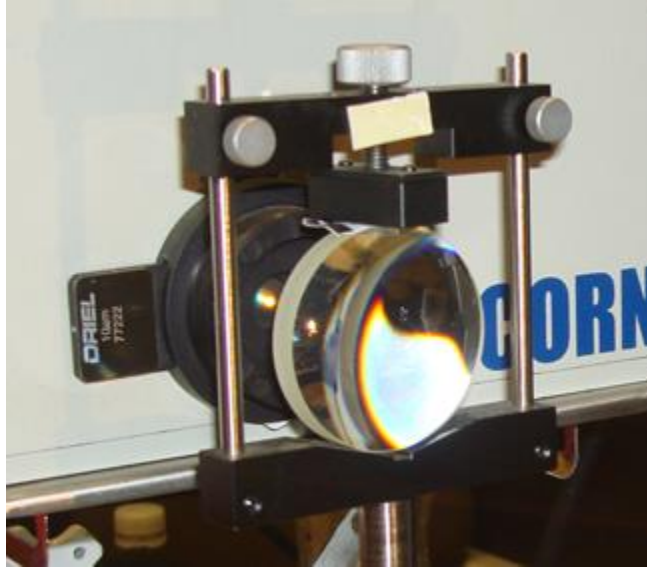
1. El haz de luz láser debe incidir en la muestra. La muestra debe disponerse de forma vertical. Si viene en forma de polvo, se puede usar una cinta que se cubra con una cantidad suficiente.



**Figura 8.** Haz de luz láser verde incidendo en una muestra de hematita.



2. El lente convergente debe concentrar la luz esparcida sobre la hendidura puesta en el monocromador. Esto también significa que la distancia entre la hendidura y el lente debe ser la distancia focal de este último elemento.



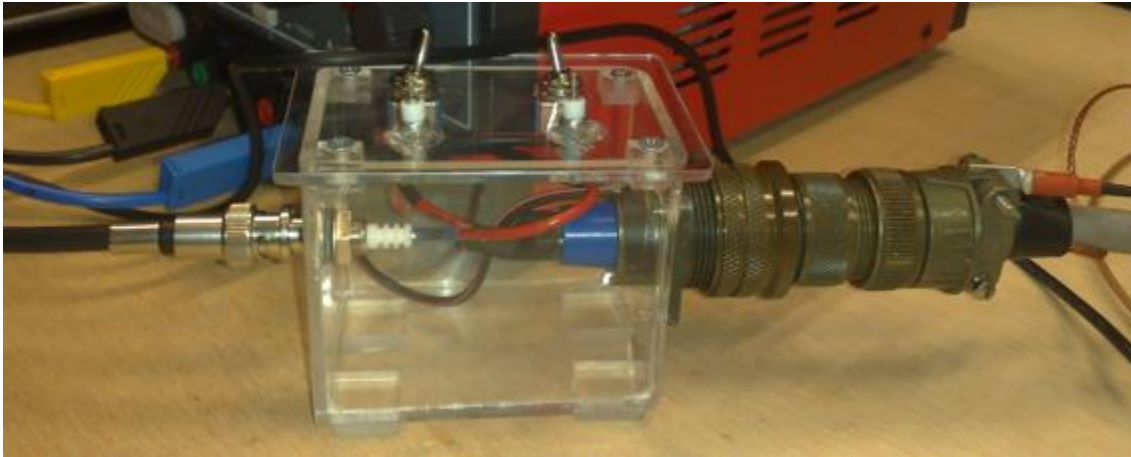
**Figura 9.** Entrada de luz por hendidura del monocromador.

3. El módulo en el que están contenidos el PMT y el divisor de voltaje se acopla a la salida del monocromador. El cable coaxial con conector MHV (fuente de alto voltaje) va en el primer puerto que tiene la carcasa. El cable gris y morado termina en un adaptador SMA. En él, se puede conectar cualquier cable SMA. Este cable va a la entrada del preamplificador. Se usa un cable caimán para conectar la carcasa del módulo de fotodetección a la tierra del circuito.



**Figura 10.** Conexiones de la carcasa del tubo fotomultiplicador y circuito divisor.

4. La adaptación de cables de alto voltaje consiste en una caja hecha de acrílico. Las puntas de los conectores de la caja no conducen realmente. Si se desea usar estos conectores como electrodos, los caimanes a usar deben ir sujetos debajo de la parte blanca de cada uno. Para llevar el alto voltaje al conector coaxial MHV, las posiciones de los dos *switches* son las más extremas, de tal modo que quedan más cerca uno del otro.



**Figura 11.** Posiciones de los *switches* para la interfaz entre dos cables coaxiales de alto voltaje.

5. En el preamplificador, se conectan dos cables banana, uno negro y otro rojo. Verificar que ambos estén en buen estado al medir continuidad con un multímetro previamente. El caimán rojo conecta la salida de 5V de la fuente de DC y la entrada de 5V del preamplificador. El caimán negro conecta la tierra de la fuente de DC con la tierra del preamplificador. Luego, verificar que las conexiones de ambos cables no se junten y que hagan buen contacto con las terminales del preamplificador.



**Figura 12.** Conexiones del preamplificador.





**Figura 13.** Alimentación del preamplificador.

5. Después, la salida del preamplificador se conecta a un cable coaxial RG-316 que lleve en sus extremos conectores SMA. Para visualizar la salida en el osciloscopio, se usa un adaptador de SMA a BNC.



**Figura 14.** Conexión de la salida del preamplificador con el osciloscopio.

6. Se prueba que el procesamiento analógico de la señal del tubo fotomultiplicador sea óptimo. Para esto, se enciende el osciloscopio y se ajusta la siguiente configuración:

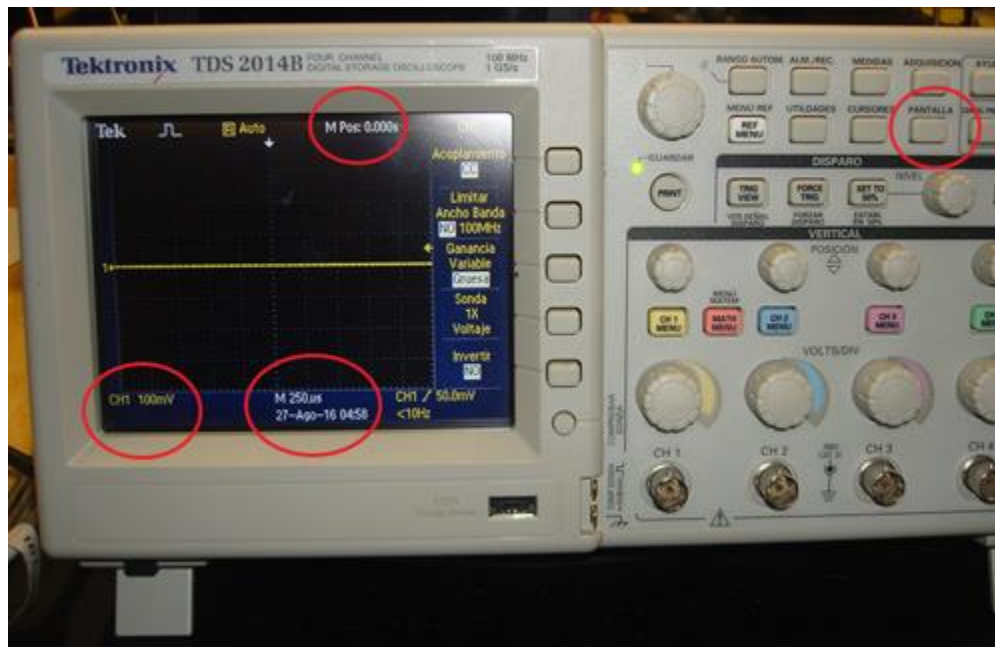
División horizontal: 250  $\mu$ s

División vertical: 100 mV

Persistencia: 5 s (Botón Pantalla, y aparece la opción de Persistencia)

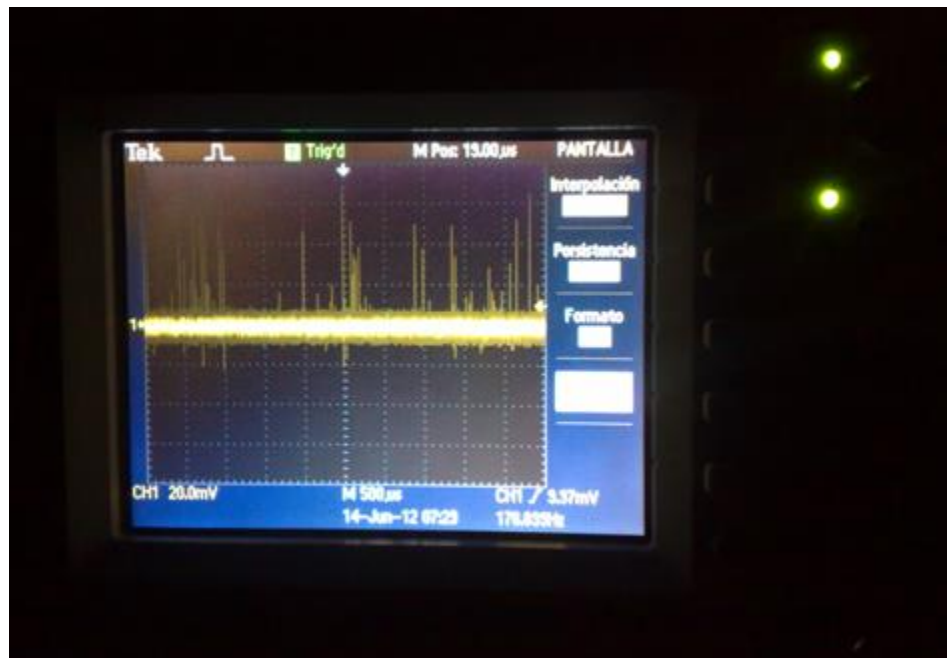
Sin cursores

Ajuste de la posición temporal a 0  $\mu$ s



**Figura 15.** Ajuste del osciloscopio para ver múltiples pulsos.

7. Cerrar la puerta de la sala y apagar la luz. Encender la fuente de alto voltaje. Recordar que la fuente de voltaje debe estar configurada a 1000 V. En el osciloscopio, deben verse muchas espigas si se apunta una linterna o el LED de un teléfono inteligente hacia el tubo fotomultiplicador.

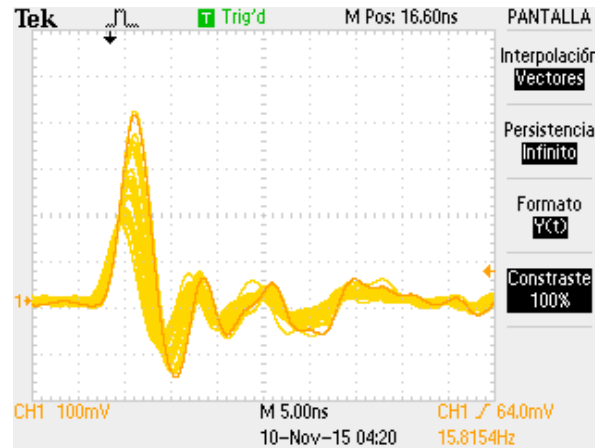


**Figura 16.** Representación compacta de los pulsos de tubo fotomultiplicador.

8. Luego, hacer el siguiente cambio en el osciloscopio:

División horizontal: 5 ns

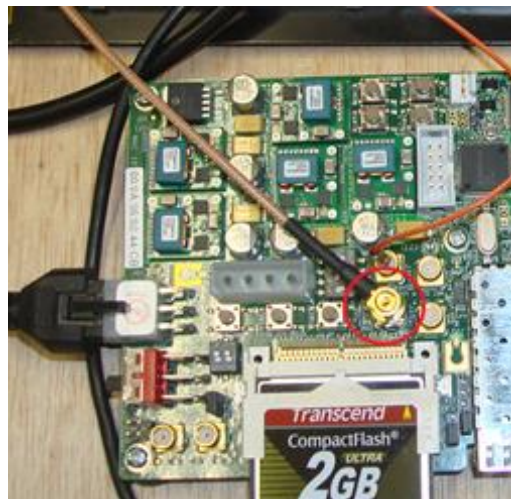
Debe verse la forma de onda del pulso del tubo fotomultiplicador ya acondicionado.



**Figura 17.** Forma de onda a la salida del preamplificador.

Si lo visto en el osciloscopio se asemeja a las dos figuras, entonces el procesamiento analógico de la señal del PMT funciona bien. Si no, revisar los cables caimán de la alimentación del preamplificador y el cable caimán de la conexión entre la tierra del circuito y la carcasa del PMT. Deben estar en buen estado y hacer buen contacto con las terminales designadas.

8. Si el acondicionamiento analógico es óptimo, se procede a conectar la salida del preamplificador con el puerto J41 "USER CLK P" de la FPGA. Para esto, hay un cable coaxial de 36 pulgadas.



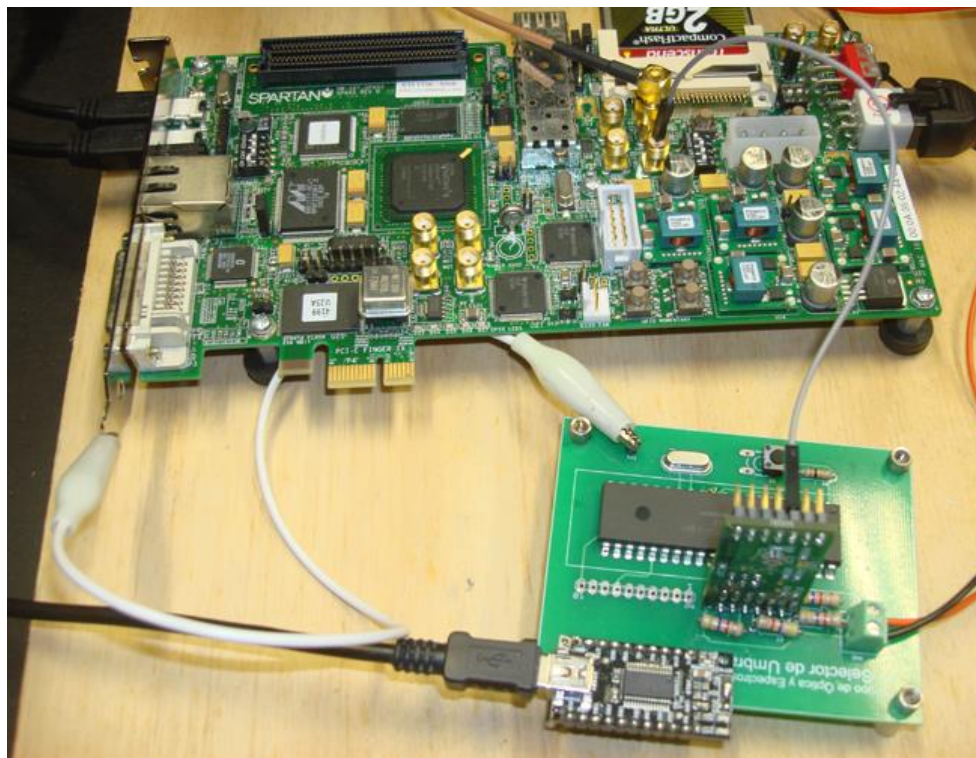
**Figura 18.** Puerto de la entrada positiva del comparador en la FPGA.

La FPGA tiene sus propios puertos USB y un adaptador para su alimentación. Conectarlos debidamente. Usar el adaptador designado y dos cables con conectores mini-USB en ambos extremos. Los otros extremos de ambos cables van a computador.



**Figura 19.** Conexiones de la FPGA.

9. Conectar el canal 0 del DAC al puerto J38 “USER CLK N” de la FPGA mediante un cable *jumper* macho-hembra. El circuito que hay en el *board* (y se espera cambiar a un circuito impreso en el corto plazo) sirve para manejar el DAC. Así mismo, conectar el cable USB del mismo al computador. Además, agregar un cable caimán-caimán que une las tierras de ambas tarjetas.



**Figura 20.** Conexión del canal del DAC con la entrada negativa del comparador.



## 2. INSTALACIÓN DEL SOFTWARE DE LOS EQUIPOS Y DISPOSITIVOS

Este segmento del manual se incluye para los siguientes casos: (1) en que se use un nuevo computador para el sistema, o (2) de que se deba formatear el computador designado y se requiera conocer los pasos para volverlo a la normalidad.

Como requisito antes de explicar la instalación de los programas necesarios, se recomienda que sólo haya una versión de Matlab 2013a (o anteriores) ya instalada en el computador.

### 2.1. Instalación de Java JRE (Máquina virtual de Java)

1. Entrar a la página oficial de Java JRE



Figura 21. Página de Java.

2. Automáticamente, aparece la versión de Java a descargar. Dar click en **“Aceptar e iniciar descarga gratuita”**.



Figura 22. Descarga de Java JRE.

3. Instalar Java al ejecutar el archivo descargado.

## 2.2. Instalación de Java JDK (Kit de desarrollo de software)

1. Ir a la página de descarga:

<http://www.oracle.com/technetwork/es/java/javase/downloads/index.html>

Dar click en **“Download”**.



Figura 23. Inicio de descarga de Java JDK.

2. Aparece una lista de ejecutables o carpetas comprimidas:

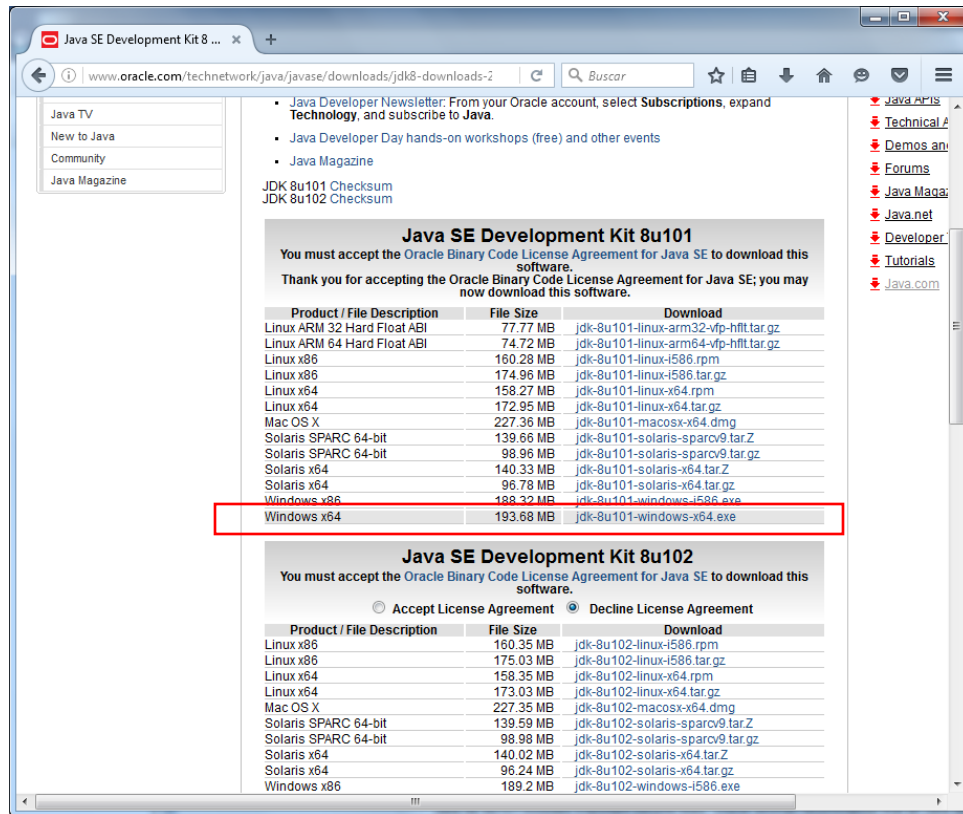


Figura 24. Listado de los descargables de Java JDK.

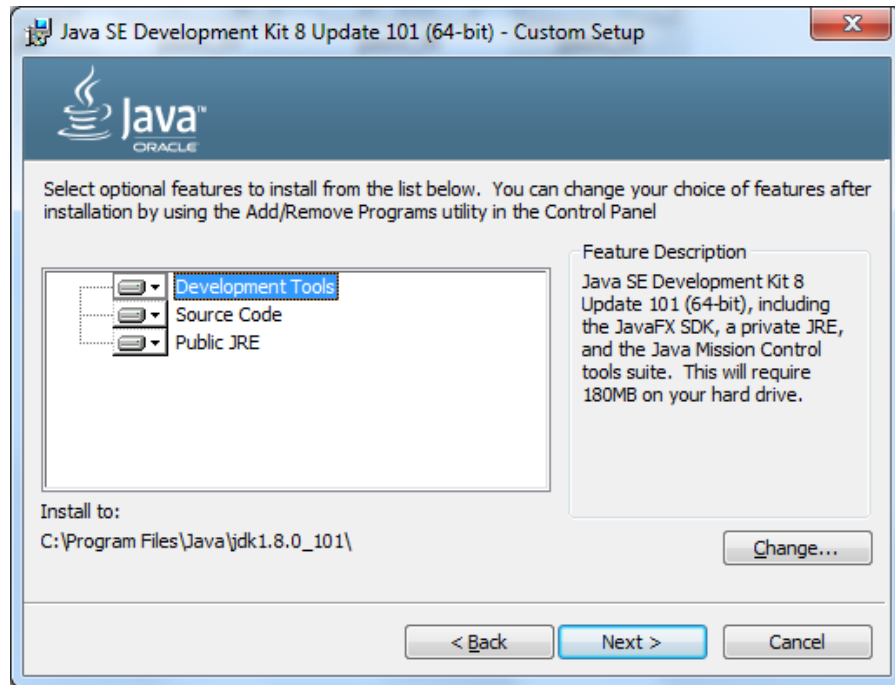
Dar click en **“Accept license agreement”**. Escoger la versión **“Windows X64”**.

3. Una vez se descargue el ejecutable, abrirlo. Aparece el instalador. Dar click en **“Next >”**.



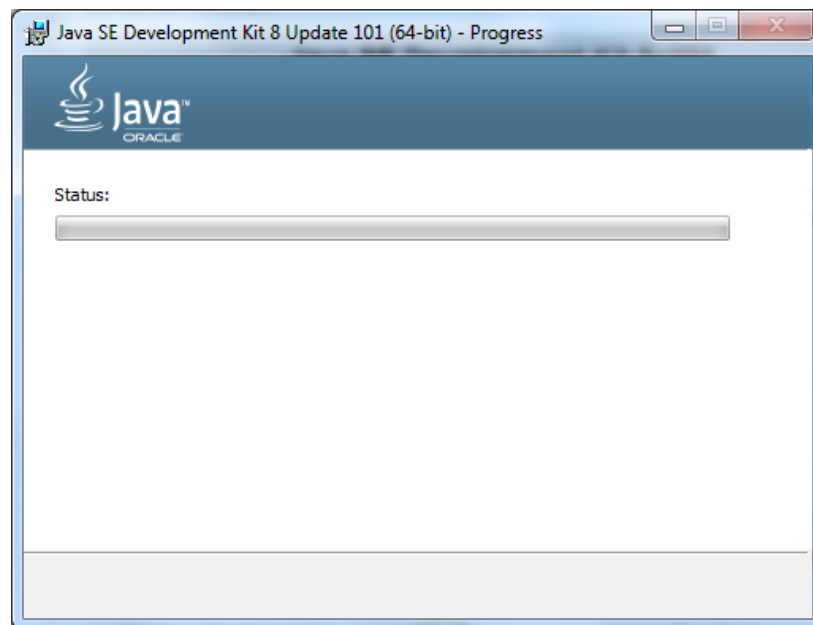
Figura 25. Inicio de instalación de Java JDK.

4. De nuevo, dar click en “**Next >**”.



**Figura 26.** Instalación de Java JDK.

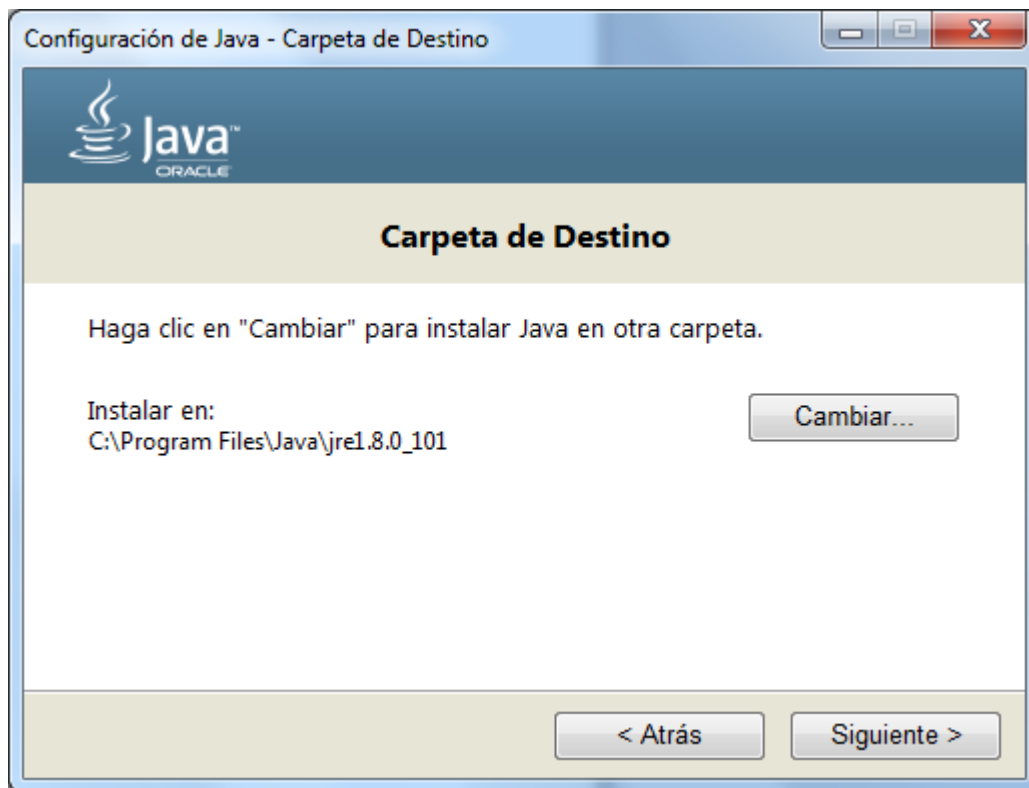
Y esperar a que se descargue...



**Figura 27.** Progreso de la instalación de Java JDK.



5. Elegir una carpeta de destino de la instalación. Se prefiere dejarla como viene por defecto.



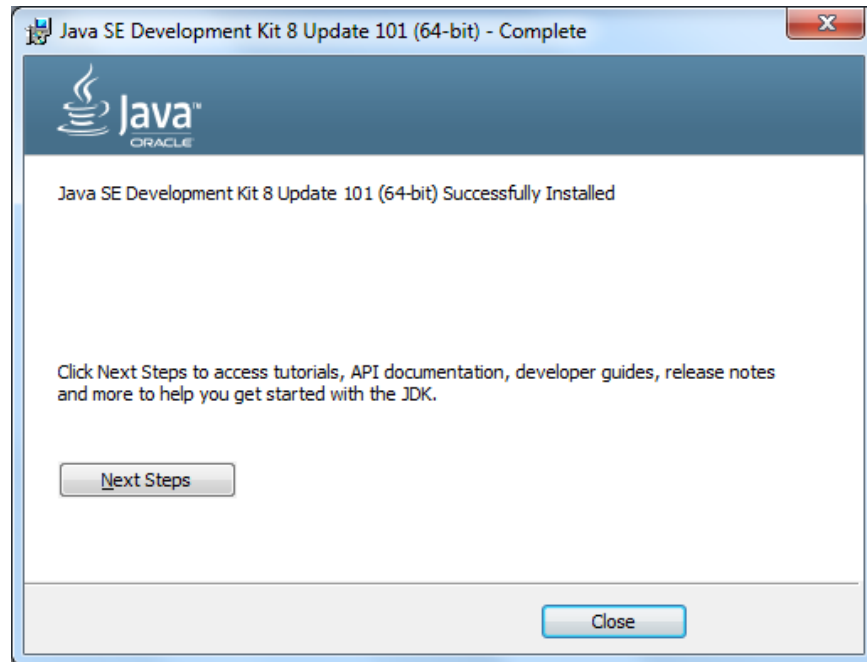
**Figura 28.** Carpeta de destino para la instalación de Java JDK.

6. Esperar a que el JDK se instale



**Figura 29.** Progreso de la instalación de Java JDK.

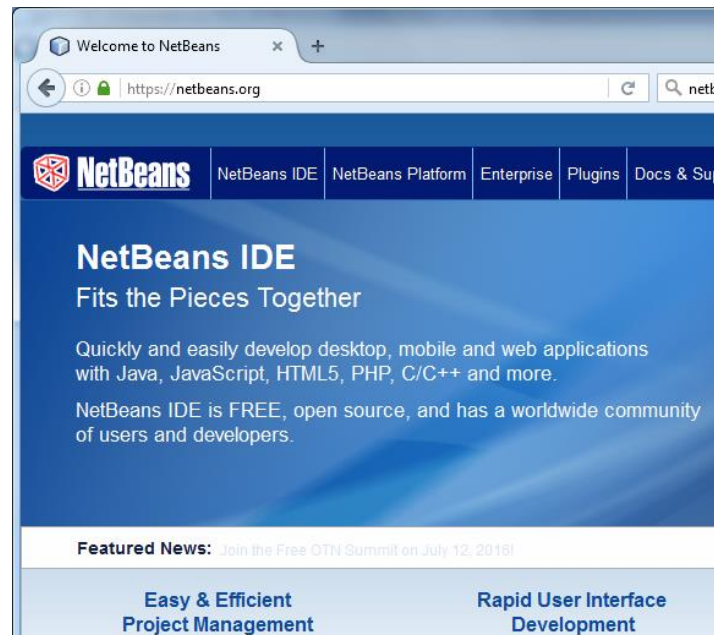
Y cerrar:



**Figura 30.** Final de la instalación de Java JDK.

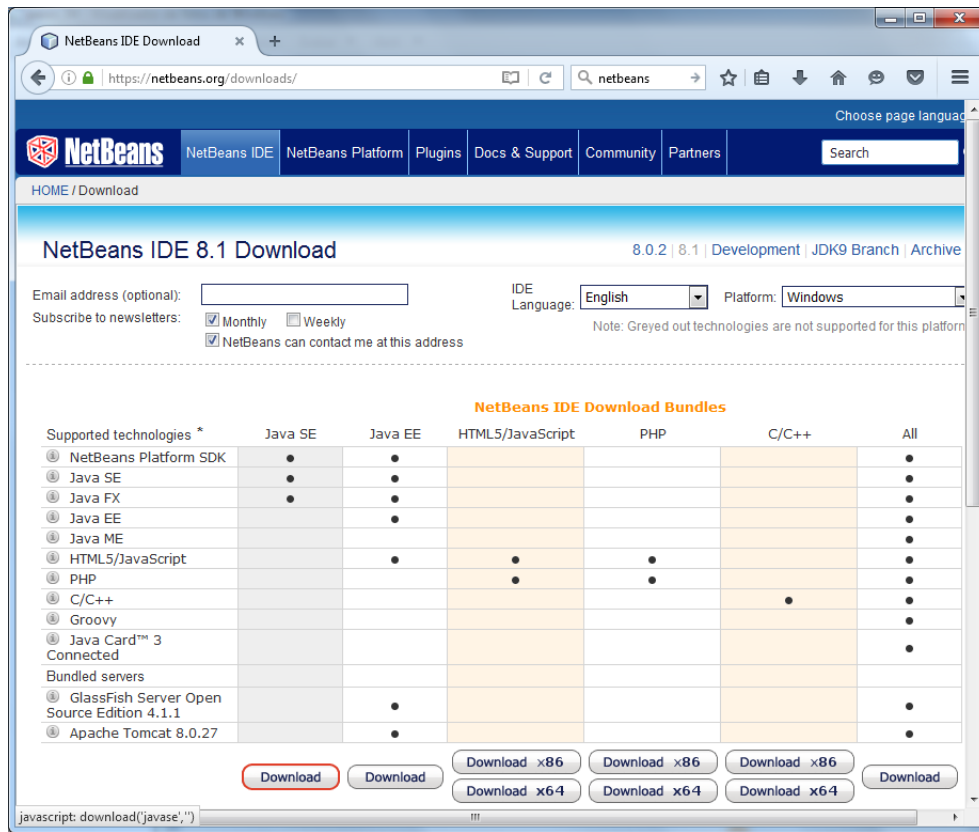
### **2.3. Instalación de Netbeans**

1. Ir a la página de Netbeans (<http://netbeans.org>) y dar click en “**Netbeans IDE**”.



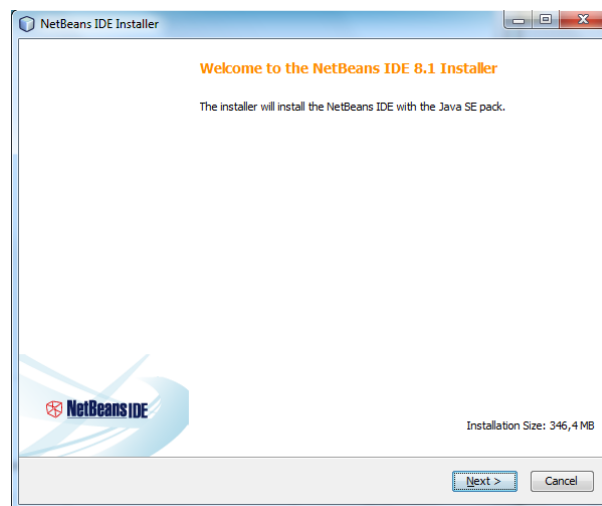
**Figura 31.** Página oficial de Netbeans.

2. Aparecen las opciones de descarga e instalación disponibles. Escoger la versión de **Java SE**.



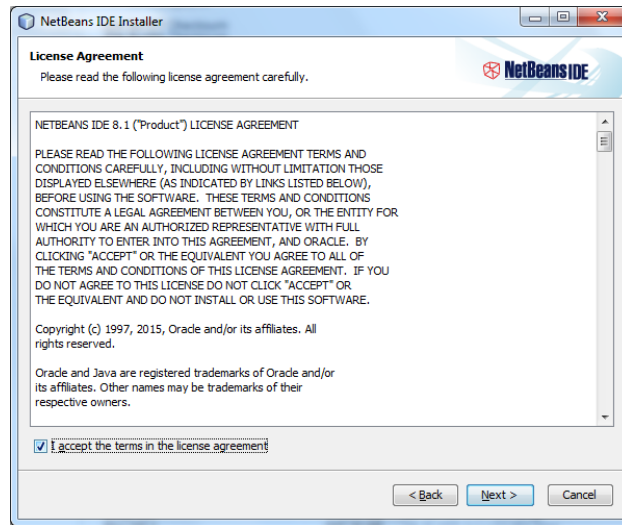
**Figura 32.** Opciones de instalación de Netbeans.

3. Esperar a que descargue el archivo y ejecutarlo. Dar click en “**Next >**”.



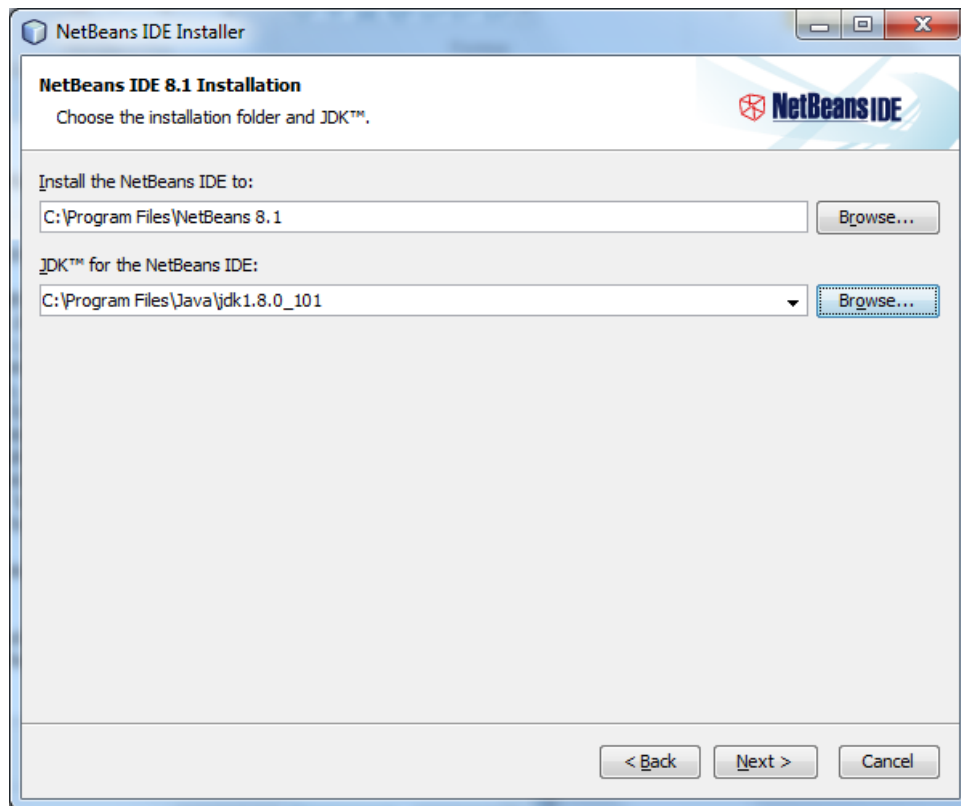
**Figura 33.** Inicio de instalación de Netbeans.

4. Aceptar los acuerdos de licencia y dar click en “Next >”.



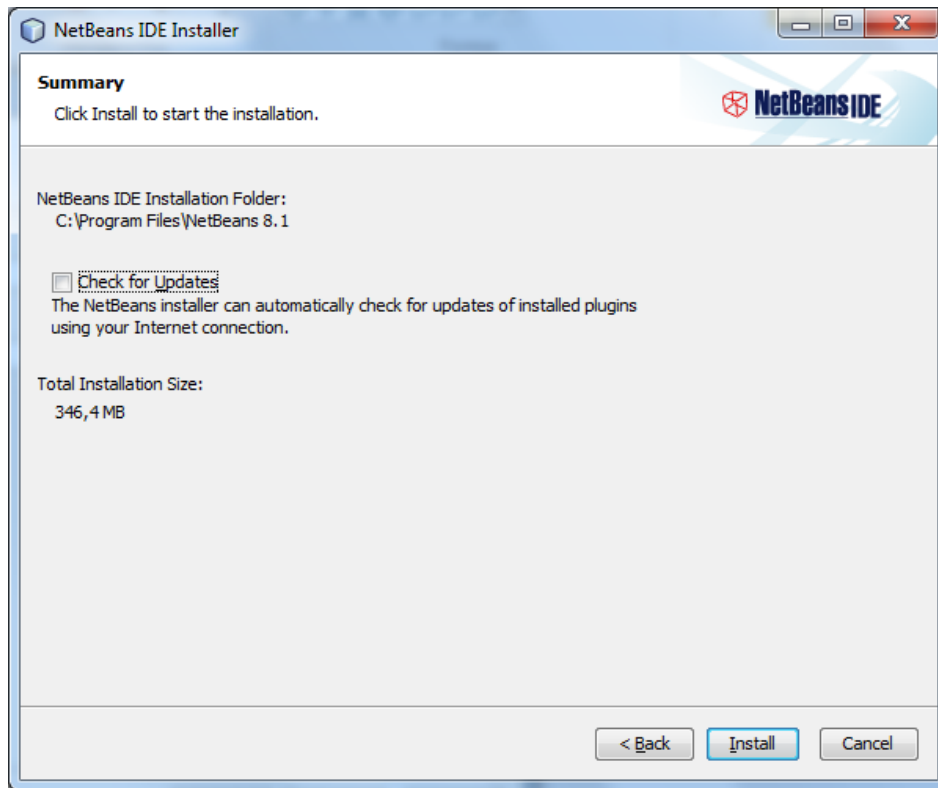
**Figura 34.** Términos de licencia de Netbeans.

5. Escoger las carpetas de instalación de Netbeans. No modificarlas y dar click en “Next >”.



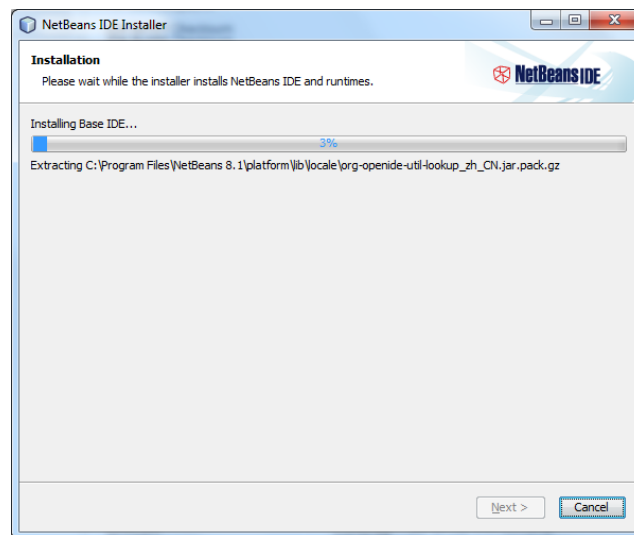
**Figura 35.** Carpetas de instalación de Netbeans.

- Desactivar la opción de **“Check for updates”** para que la carga del programa sea más rápida.



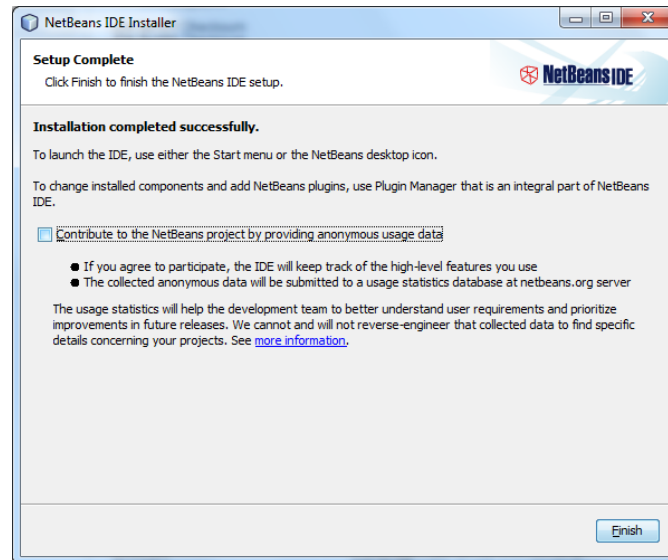
**Figura 36.** Confirmación de instalación de Netbeans.

- Esperar a que Netbeans se instale...



**Figura 37.** Progreso de la instalación de Netbeans.

## 8. Finalizar la instalación.

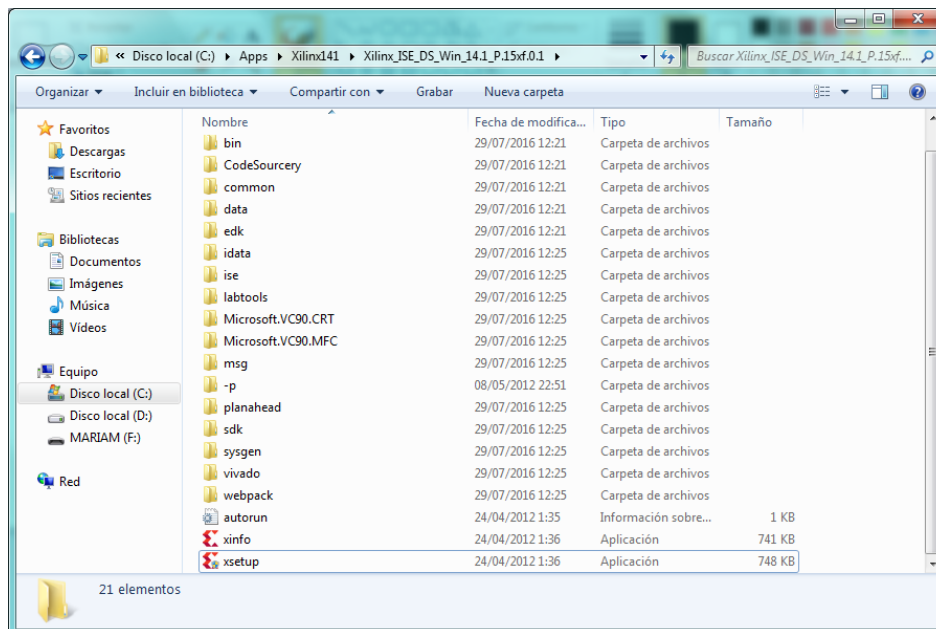


**Figura 38.** Final de la instalación de Netbeans.

## 2.4. Instalación de las herramientas de Xilinx

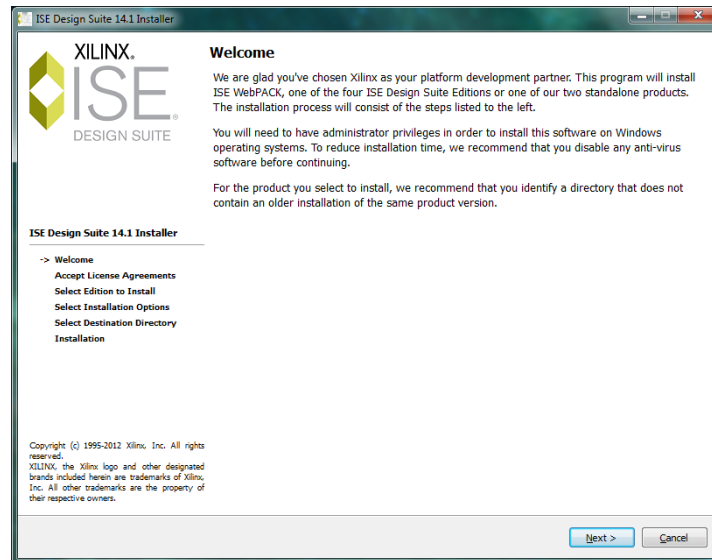
1. La carpeta donde se encuentran los archivos de instalación es:  
C:\Apps\Xilinx\Xilinx\_ISE\_DS\_Win\_14.1\_P.15xf.0.1

Ejecutar **xsetup**.



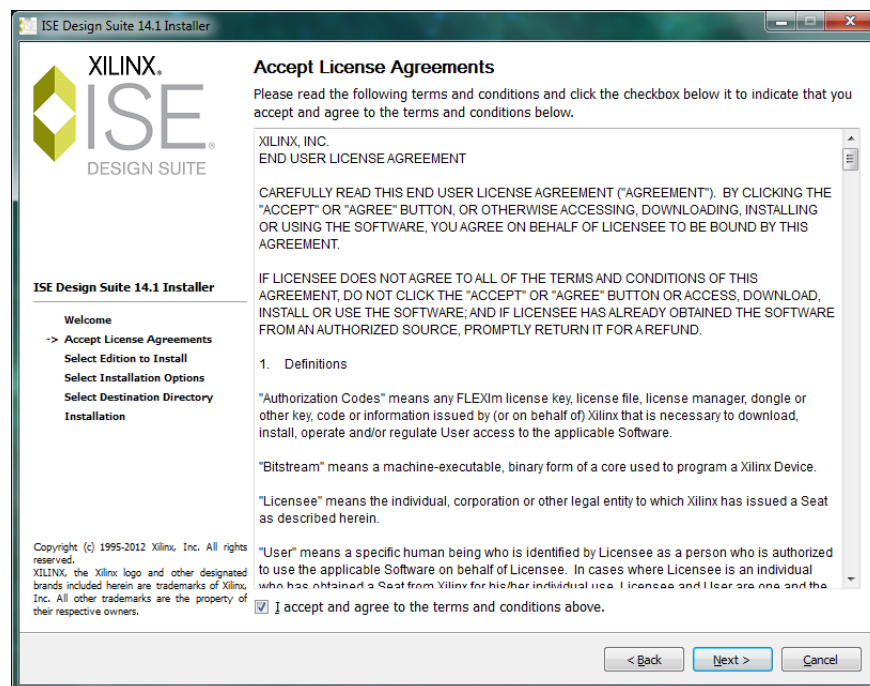
**Figura 39.** Ubicación del instalador de las herramientas de Xilinx.

2. Dar click en **“Next >”**



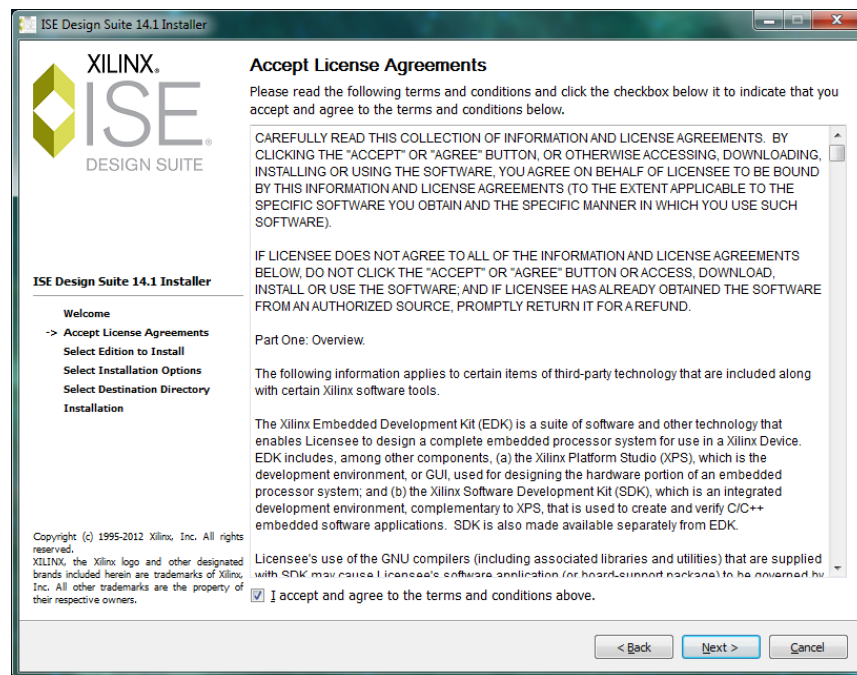
**Figura 40.** Inicio de la instalación de Xilinx.

3. Aceptar las condiciones y dar click en **“Next >”**



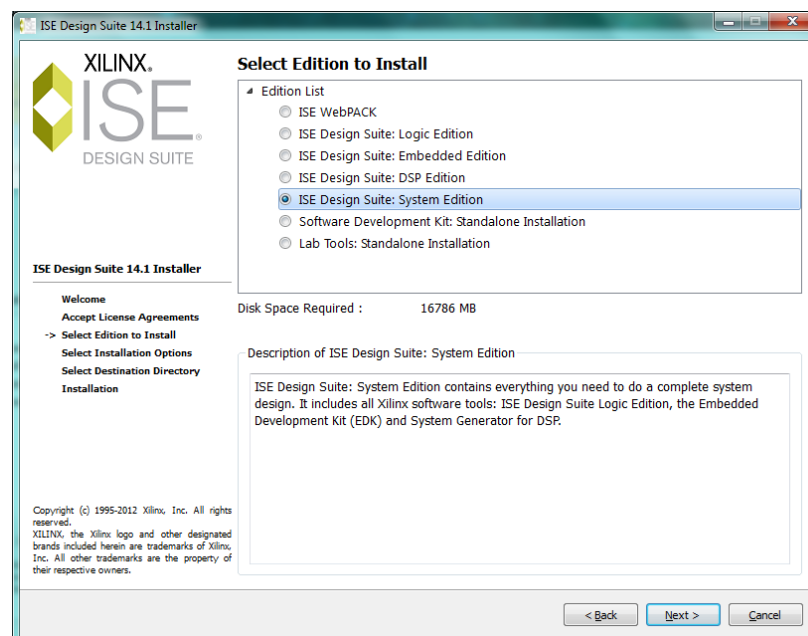
**Figura 41.** Página 1 de términos y condiciones de Xilinx.

4. Aceptar más condiciones y dar click en **“Next >”**



**Figura 42.** Página 2 de términos y condiciones de Xilinx.

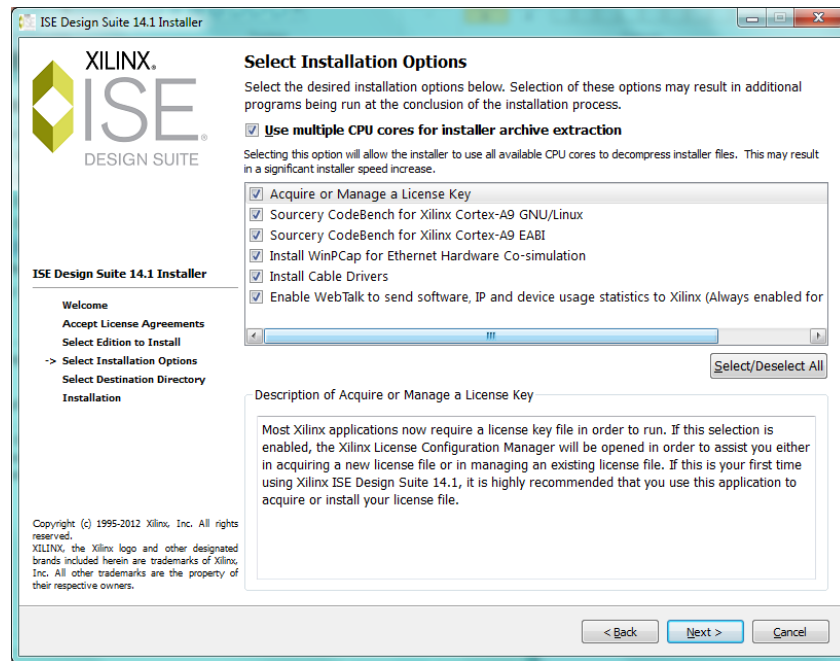
5. Entre las opciones disponibles de instalación, escoger **“ISE Design Suite: System Edition”**. Luego, dar click en **“Next >”**.



**Figura 43.** Selección de la edición de herramientas de Xilinx.

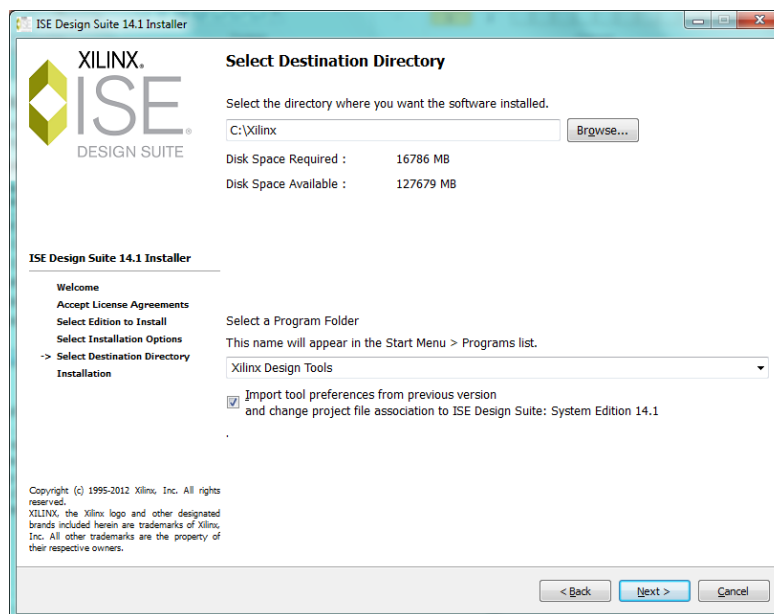


6. En las opciones de instalación, todas las opciones en el siguiente cuadro deben estar seleccionadas. Dar click en **“Next”**.



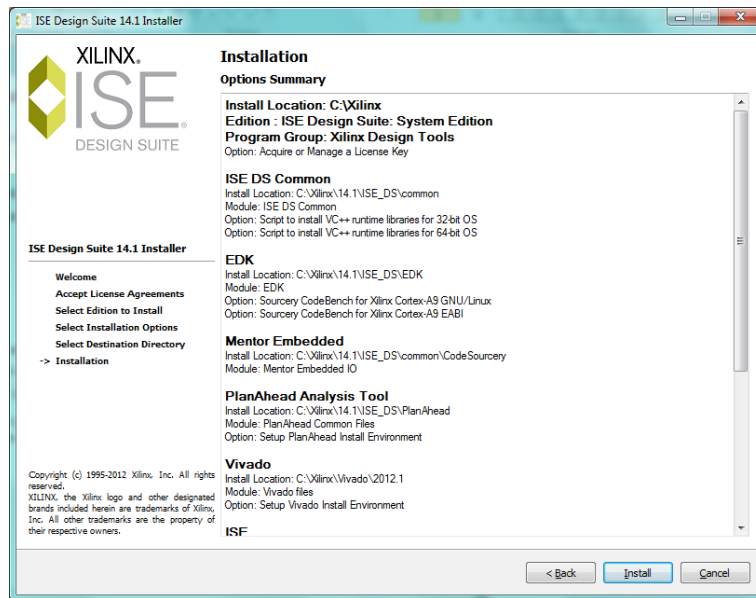
**Figura 44.** Opciones de instalación de las herramientas de Xilinx.

7. No modificar la carpeta de instalación ni el nombre del atajo de programa en el menú de Inicio. Verificar que la opción del cuadro esté activada y dar click en **“Next >”**.



**Figura 45.** Selección de la carpeta de instalación de las herramientas de Xilinx.

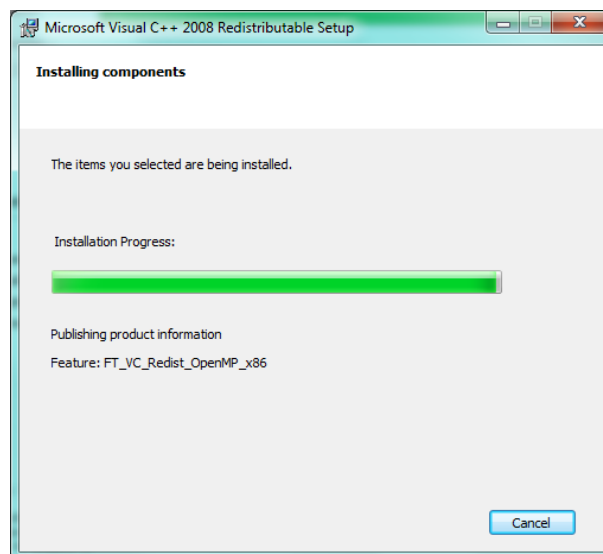
8. Se pueden revisar las opciones de instalación para corroborar que no haya errores. Una vez realizado, dar click en **“Install”**.



**Figura 46.** Resumen de las opciones de instalación.

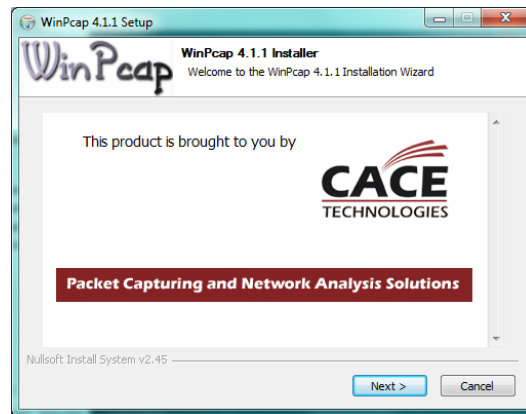
La instalación de las herramientas de Xilinx tarda más de una hora. Sin embargo, se debe estar presente en todo momento. Hay programas secundarios que no se instalan automáticamente.

9. Si aparece este cuadro, es necesaria la instalación de la herramienta “Microsoft Visual C++ 2008 Redistributable Setup”.



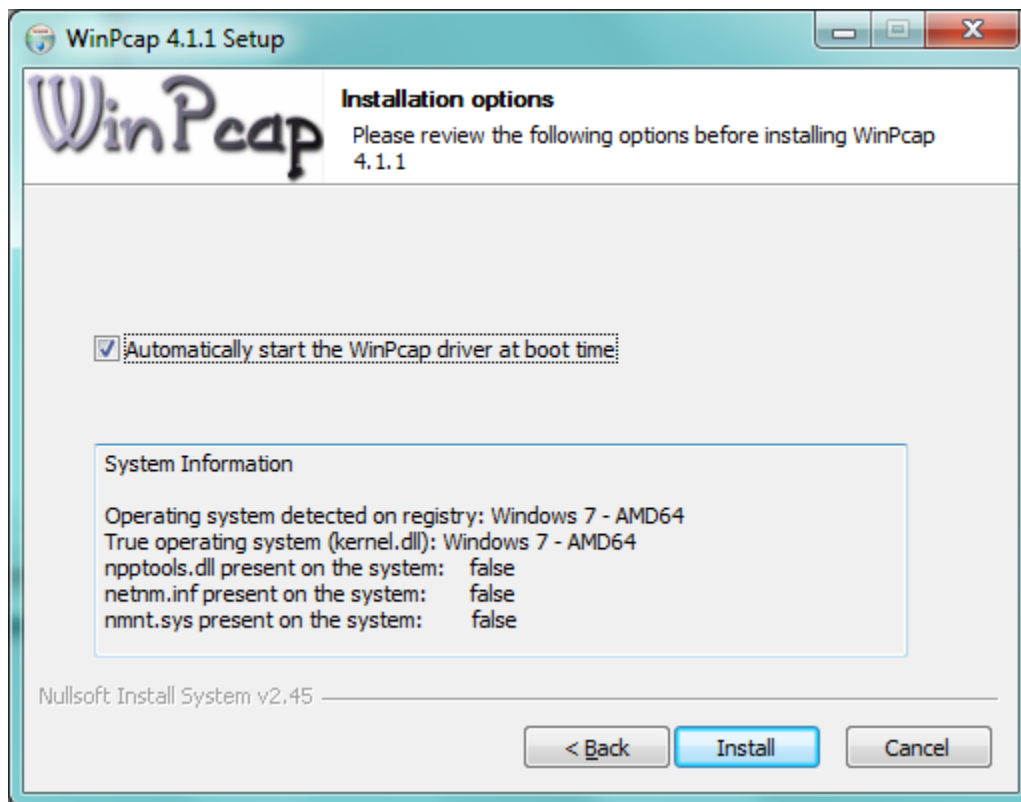
**Figura 47.** Instalación de herramienta de Microsoft.

10. Así mismo, permitir la instalación del WinCap. A diferencia del programa anterior, no se instala automáticamente. Dar click en “Next”.



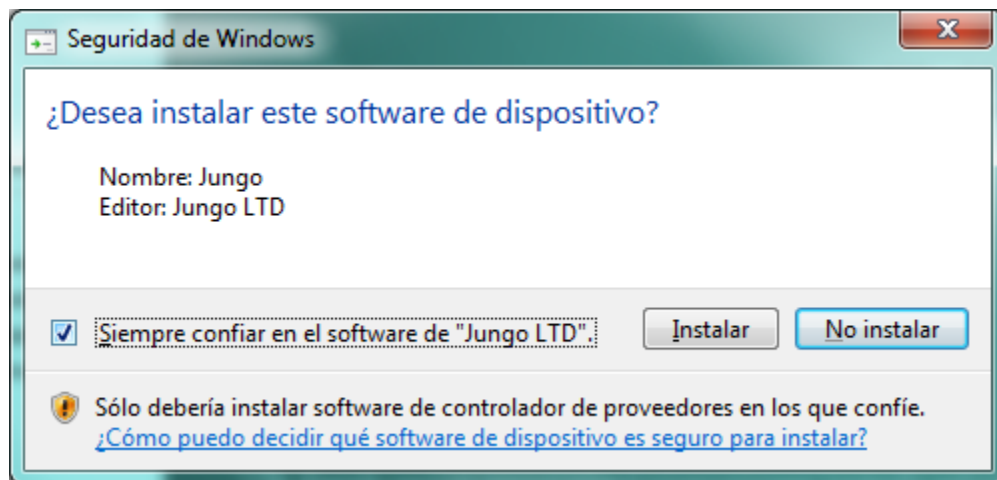
**Figura 48.** Inicio de instalación del programa WinPcap.

11. Verificar que la opción del cuadro esté activada. Dar click en “Install”.



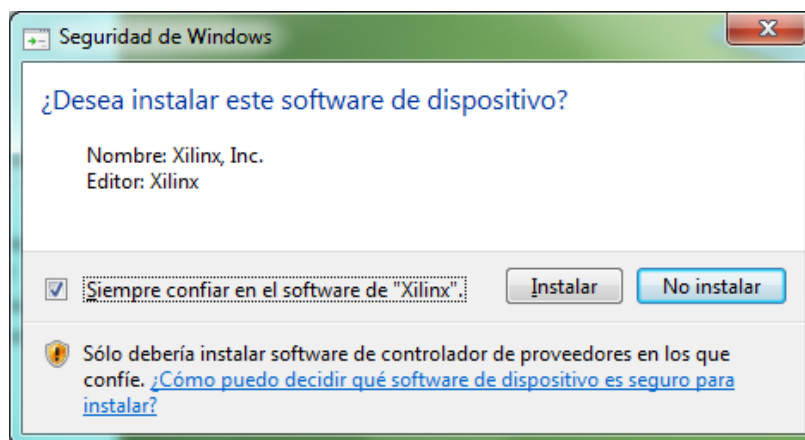
**Figura 49.** Instalación del programa WinPcap.

12. Aparece el nombre del controlador de los puertos USB para la tarjeta de Xilinx. Permitir que se instale al activar la opción y dar click en “Instalar”:



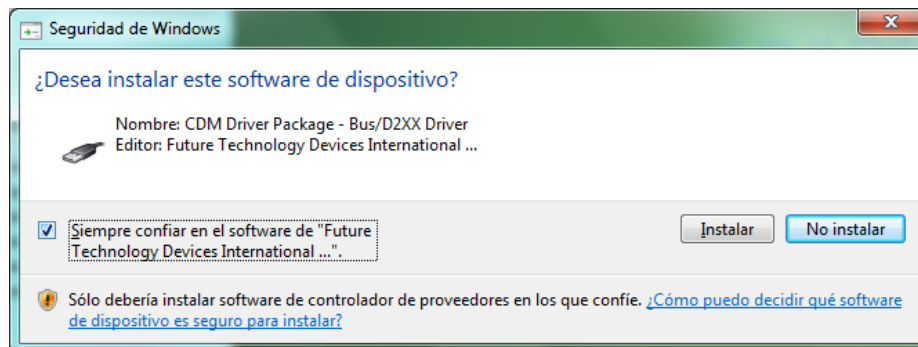
**Figura 50.** Instalación de Jungo.

13. Permitir la instalación del software de Xilinx



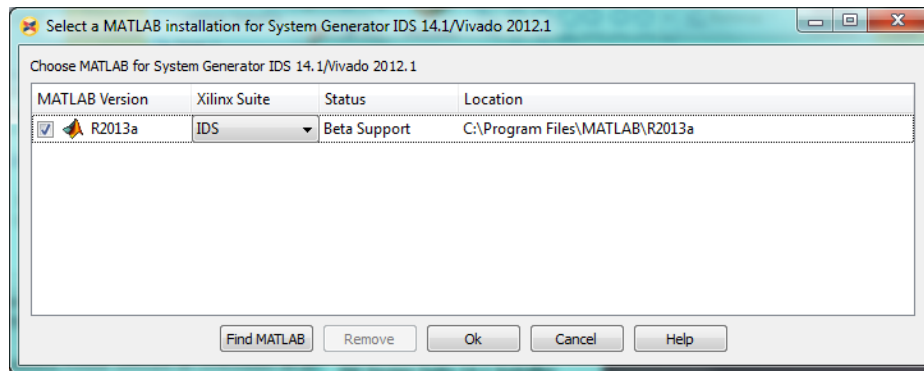
**Figura 51.** Instalación de software de Xilinx.

14. Permitir que se instale un controlador más para los puertos USB



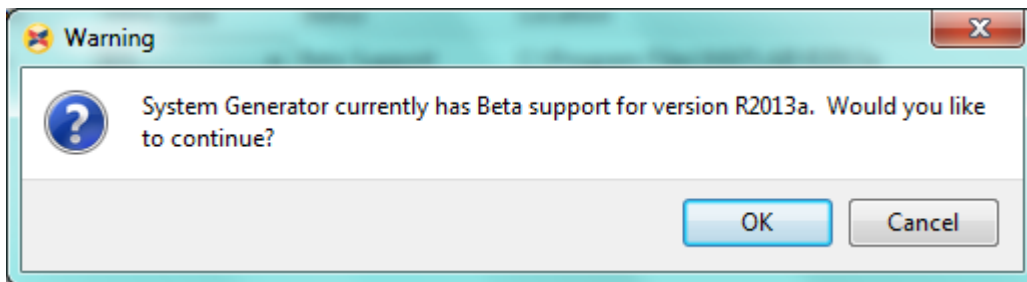
**Figura 52.** Instalación de controladores de puertos USB de la FPGA.

15. Seleccionar una versión de Matlab para la herramienta “System Generator”. Activar la opción del cuadro y darle click a “Ok”.

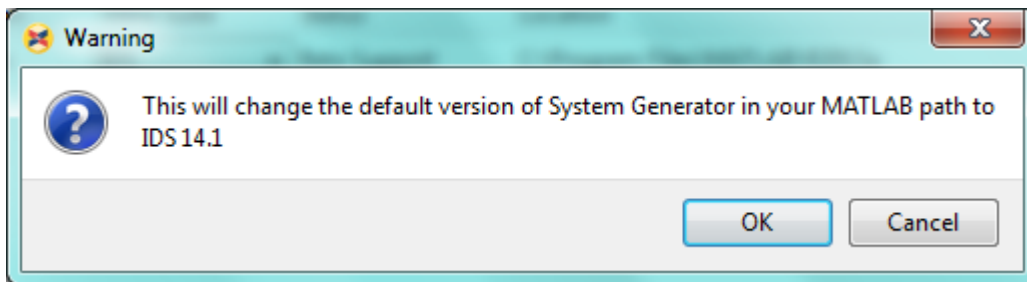


**Figura 53.** Asociación de la herramienta “System Generator” con Xilinx.

16. Aparecen dos advertencias. Dar click en “OK” para ambas.

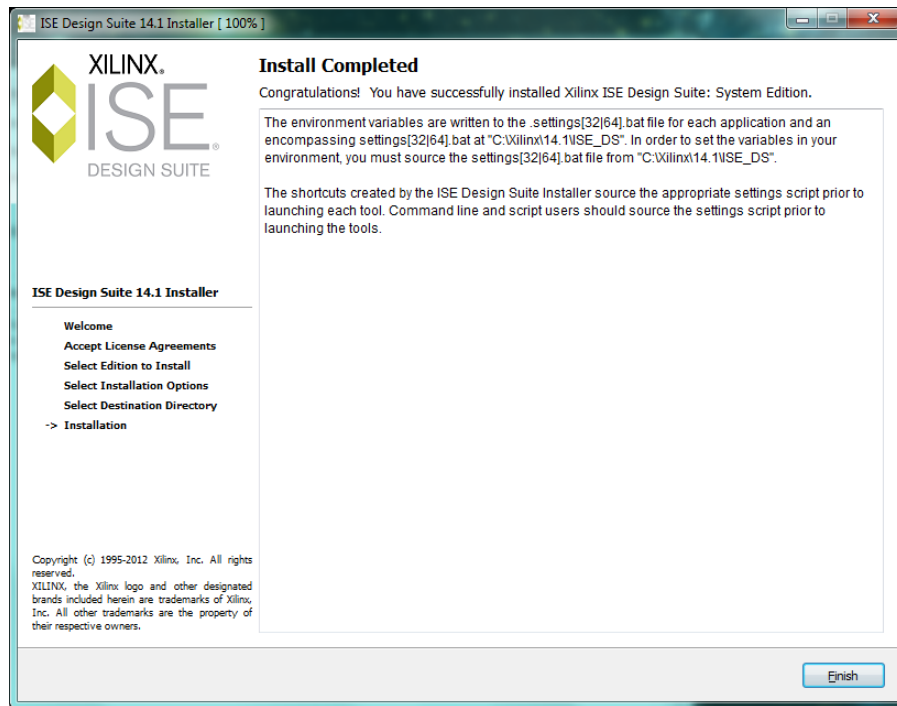


**Figura 54.** Primera advertencia.



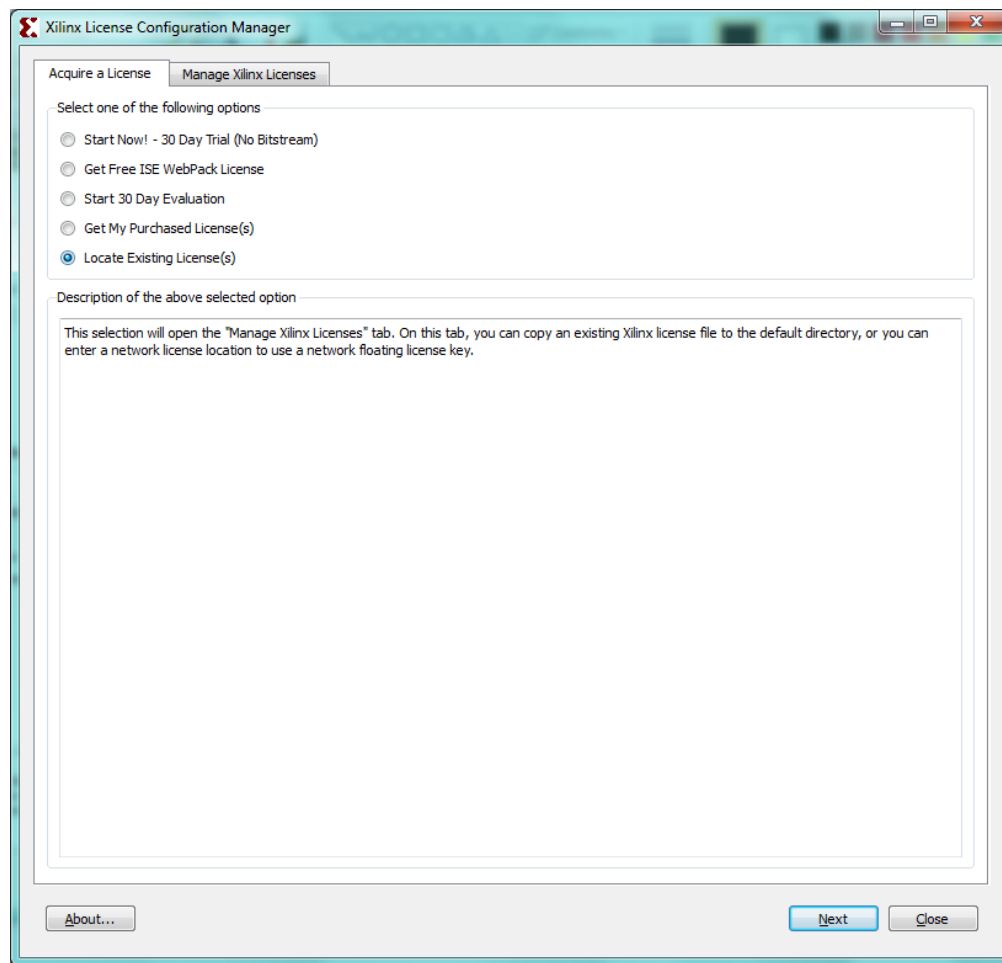
**Figura 55.** Segunda advertencia.

17. Se completa la instalación. Dar click en “Finish”.



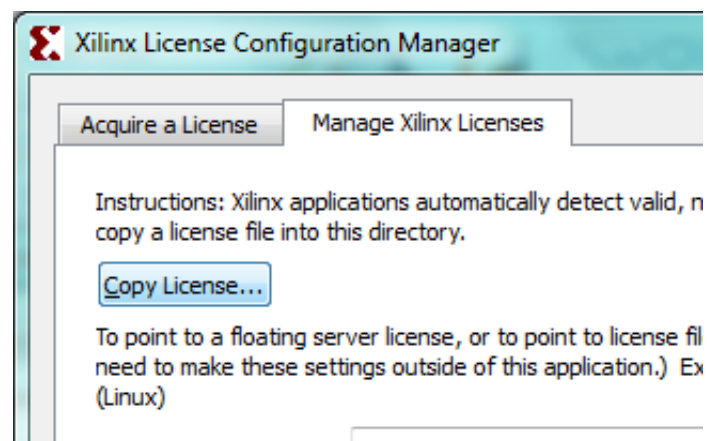
**Figura 56.** Final de la instalación de las herramientas de Xilinx.

18. Ahora, debe instalarse la licencia de la FPGA. Aparece una ventana que pide la instalación de un archivo de licencia. Seleccionar la opción "**Locate Existing Licence(s)**" y dar click en **Next**.



**Figura 57.** Inicio de instalación de la licencia para las herramientas de Xilinx.

19. En el siguiente cuadro, dar click en “Copy License...”



**Figura 58.** Búsqueda del archivo de licencia.

Antes de continuar, conviene mencionar las condiciones bajo las cuales la licencia es válida:

Nombre de usuario del sistema: xGOE

Nombre del anfitrión (hostname): PC

Número de serie del disco duro: 2e46bb1c

Si no se cumple alguna de las condiciones, debe generarse una nueva licencia. La licencia nueva se genera en:

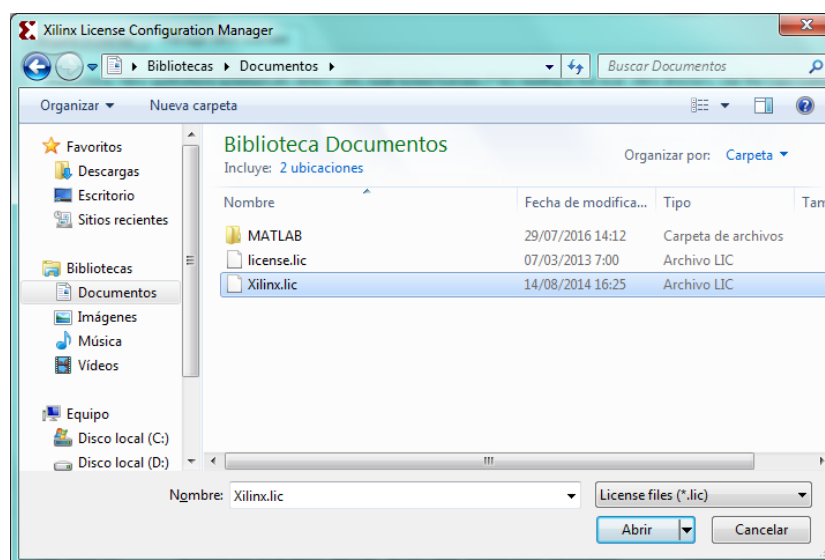
[http://www.xilinx.com/support/licensing\\_solution\\_center.html](http://www.xilinx.com/support/licensing_solution_center.html)

Con la siguiente información:

Usuario: goemedellin

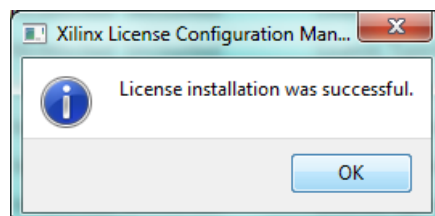
Contraseña: goe3espectro

20. Seleccionar el archivo “Xilinx.lic” que se encuentra en la carpeta de “Documentos”



**Figura 59.** Ubicación del archivo de licencia.

21. Debe aparecer un cuadro de confirmación que señala la instalación satisfactoria de la licencia.

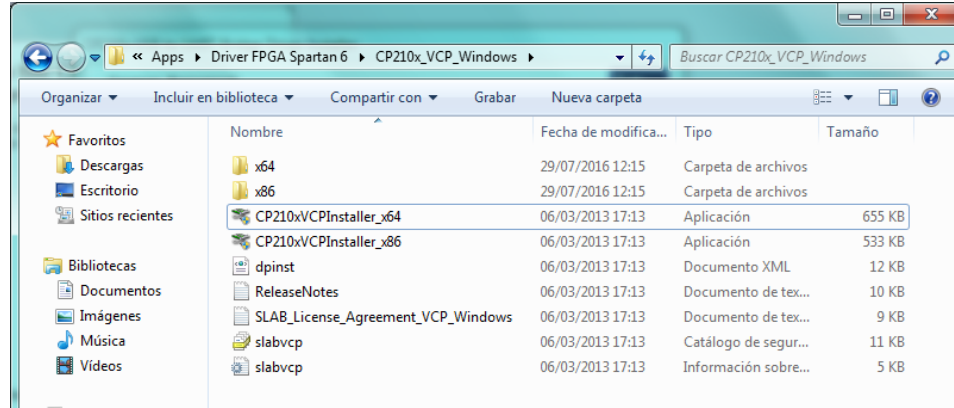


**Figura 60.** Confirmación de licencia válida.



## 2.5. Instalación de la interfaz USB a UART de la FPGA

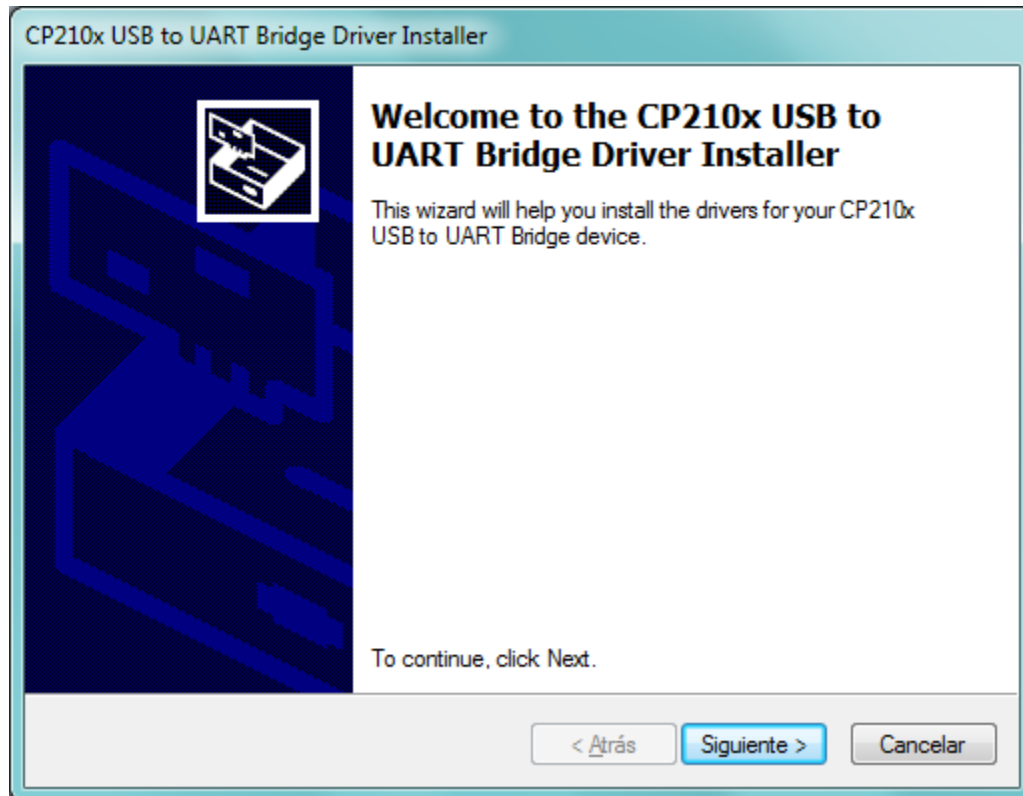
1. Ejecutar el instalador. Se encuentra en: C:\Apps\Driver UART FPGA Spartan 6\CP210x\_VCP\_Windows



**Figura 61.** Ubicación del instalador.

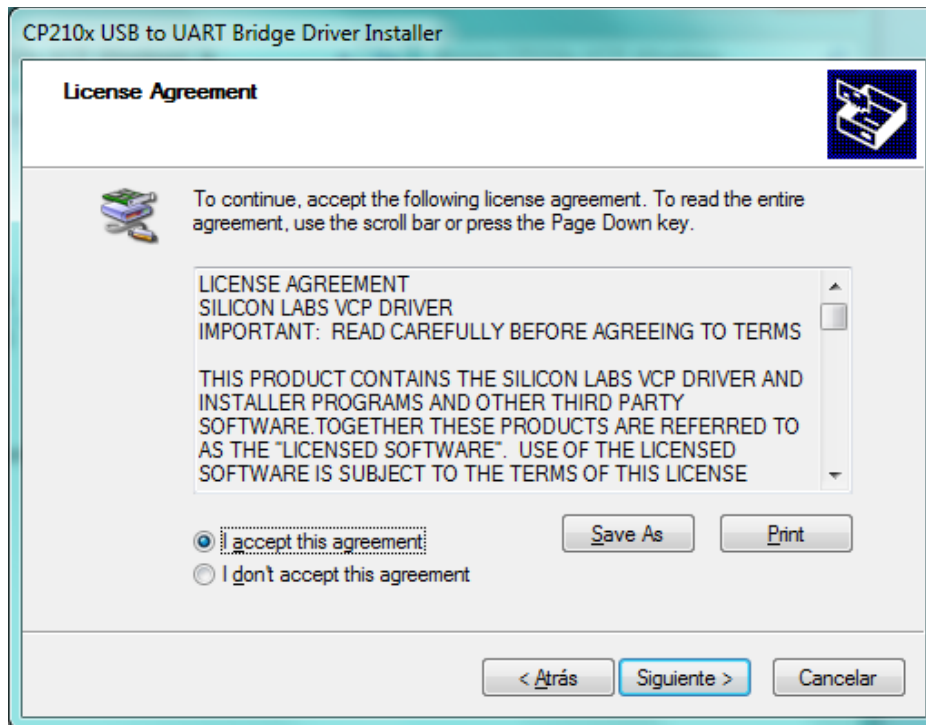
Seleccionador el instalador de 64 bits: “CP210xVCPInstaller\_x64” y ejecutarlo.

2. Aparece el instalador. Dar click en “Siguiente >”



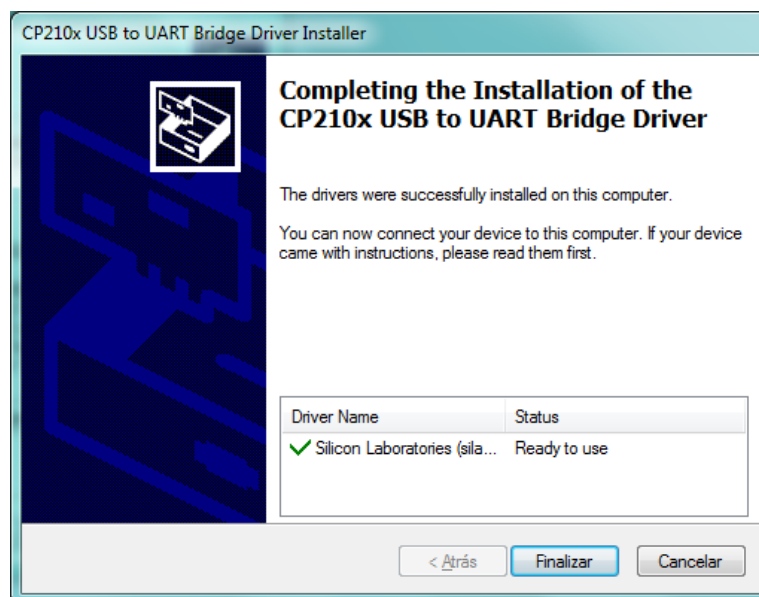
**Figura 62.** Inicio de instalación del controlador.

3. Seleccionar la opción de “**I accept this agreement**” y dar click en “**Siguiente >**”.



**Figura 63.** Instalación del controlador.

4. Esperar a que instale y dar click en “**Finalizar**”.

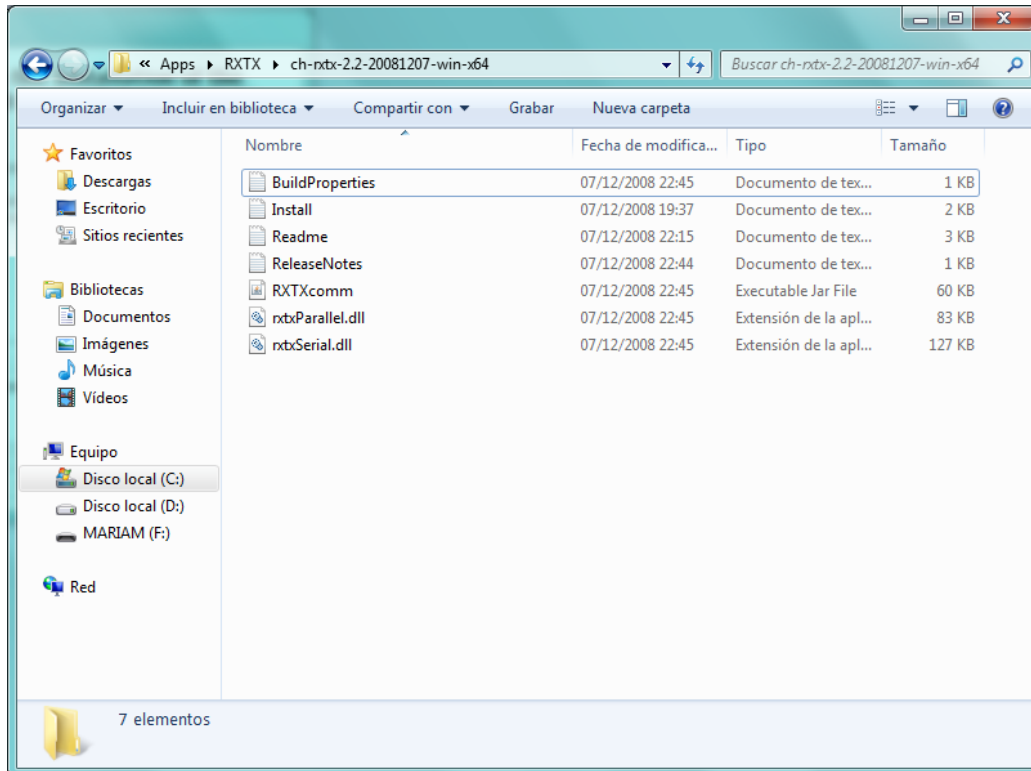


**Figura 64.** Final de instalación del controlador.

## 2.6. Instalación del controlador RXTX para Java

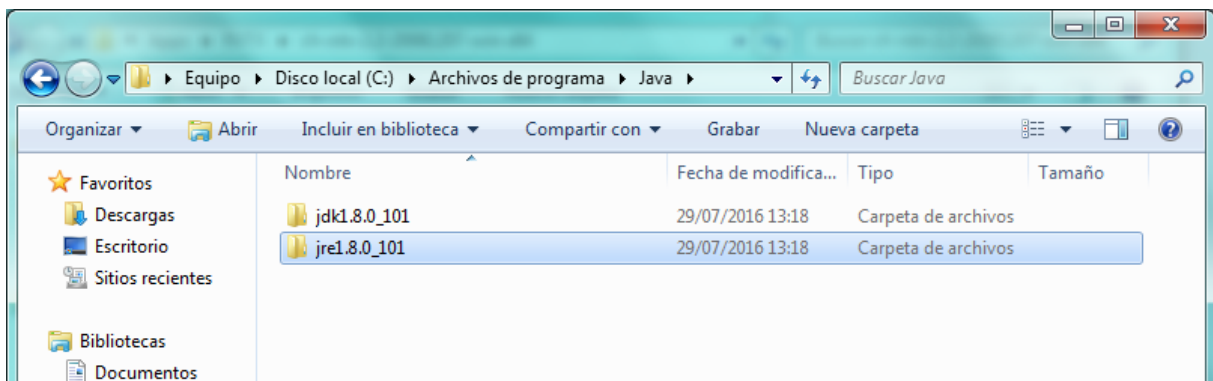
Hay dos librerías del sistema que se van a copiar: rxtxParallel.dll y rxtxSerial.dll. Hay una API a copiar: RXTXcomm.

1. Ir a la carpeta: C:\Apps\RXTX\ch-rxtx-2.2-20081207-win-x64



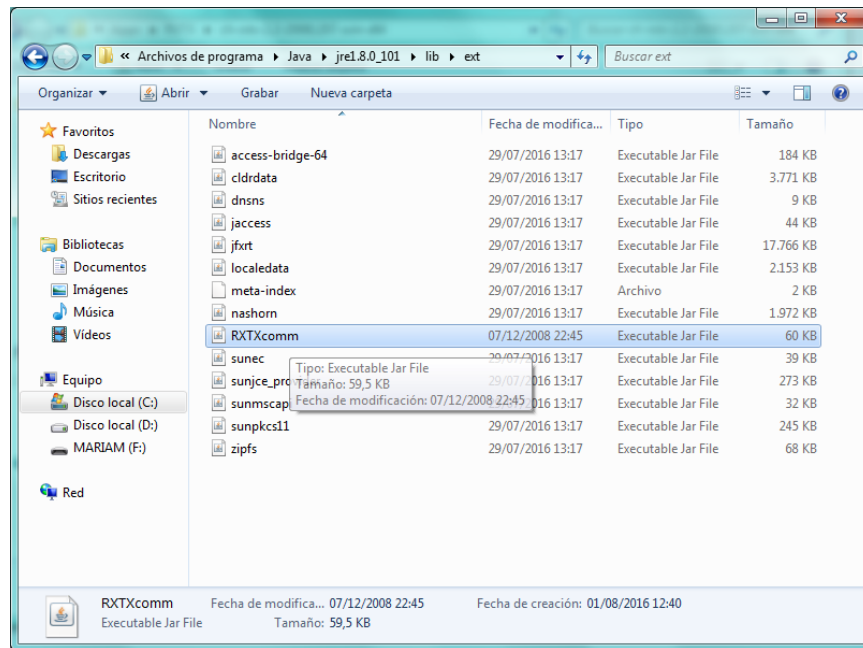
**Figura 65.** Ubicación de los archivos para la instalación del controlador.

2. Ir a la carpeta donde esté la máquina virtual de Java (jre...) en C:\Archivos de programa\Java\



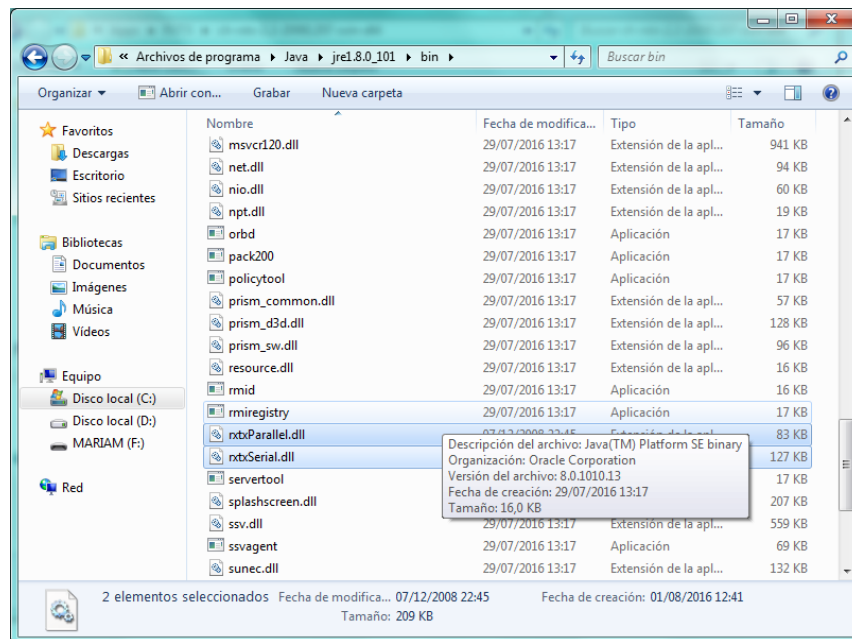
**Figura 66.** Ubicación de la máquina virtual de Java (JRE).

3. Copiar el archivo RXTXcomm.jar en la carpeta Ir a la carpeta donde esté la máquina virtual de Java (jre...) en C:\Archivos de programa\Java\jre\lib\ext



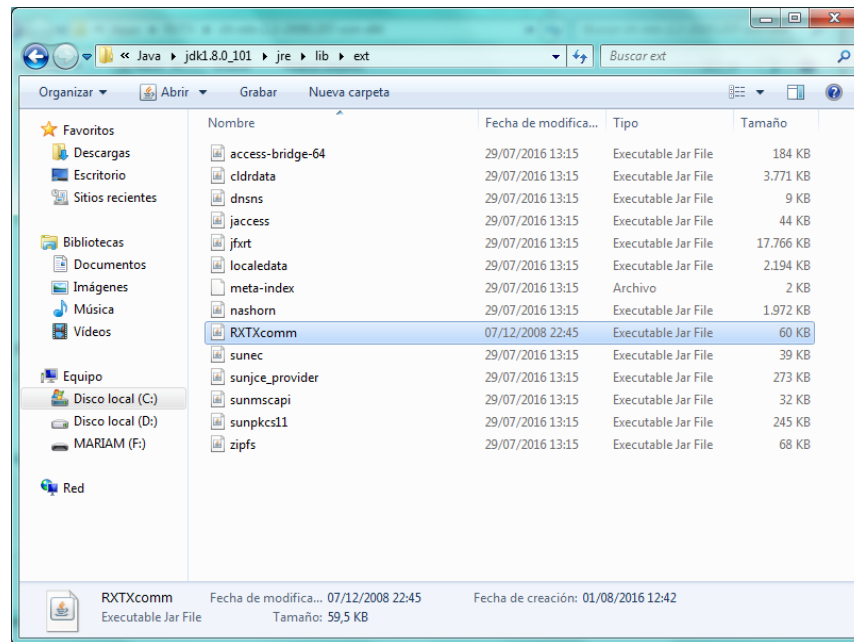
**Figura 67.** Copia del archivo RXTXcomm.jar en las carpetas de JRE.

4. Copiar los archivos rtxParallel.dll y rtxSerial.dll en C:\Archivos de programa\Java\jre\bin



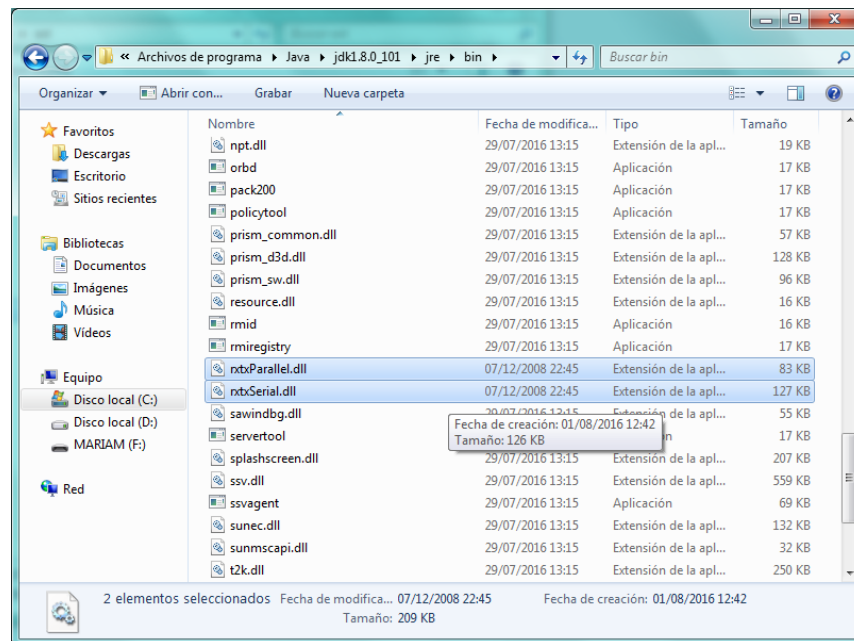
**Figura 68.** Copia de los archivos de extensión DLL en las carpetas de JRE.

5. Copiar el archivo RXTXcomm.jar en la carpeta C:\Archivos de programa\Java\jdk\jre\lib\ext



**Figura 69.** Copia del archivo RXTXcomm.jar en las carpetas de JDK.

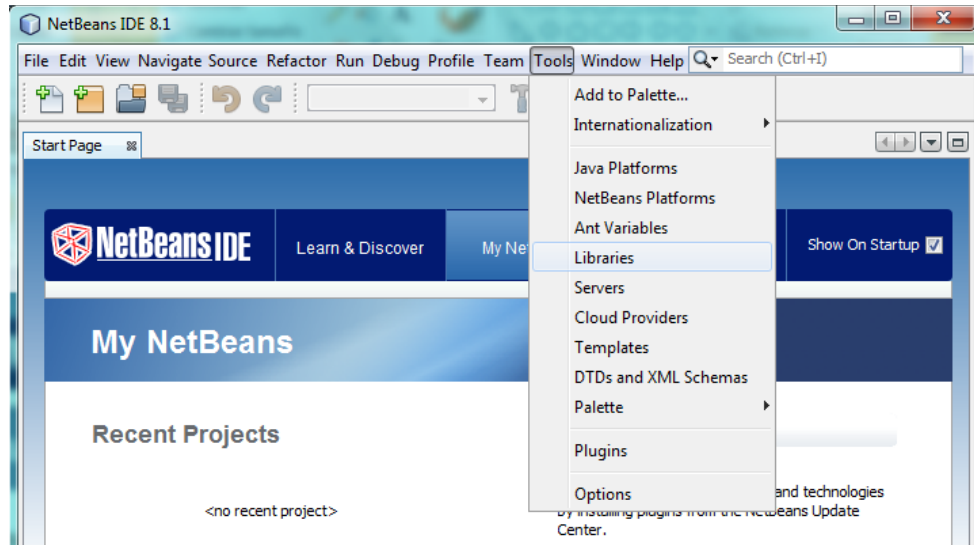
6. Copiar los archivos rxtxParallel.dll y rxtxSerial.dll en la carpeta: C:\Archivos de programa\Java\jdk\jre\bin



**Figura 70.** Copia de los archivos de extensión DLL en las carpetas de JDK.

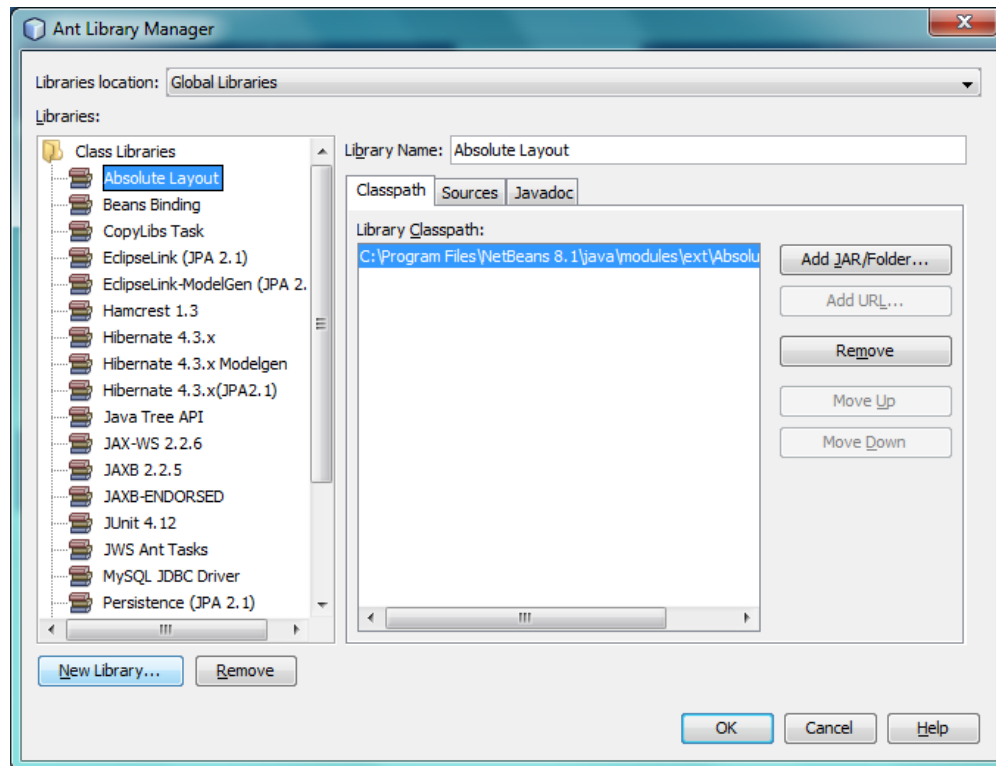
## 2.7. Incorporar la API (aplicación) del controlador serial a Netbeans

1. Abrir Netbeans. Ir al menú **“Tools”** y seleccionar **“Libraries”**.



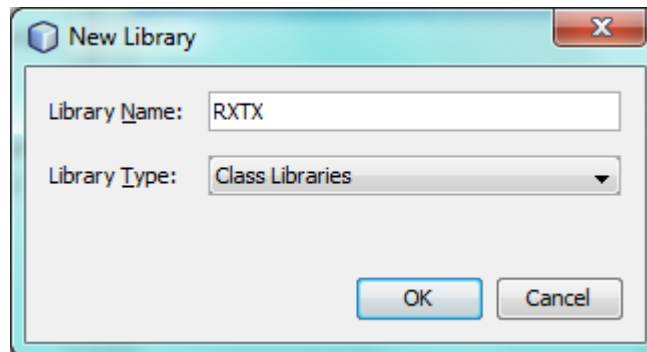
**Figura 71.** Ventana de inicio del programa Netbeans.

2. En el siguiente cuadro, dar click en **“New library...”**



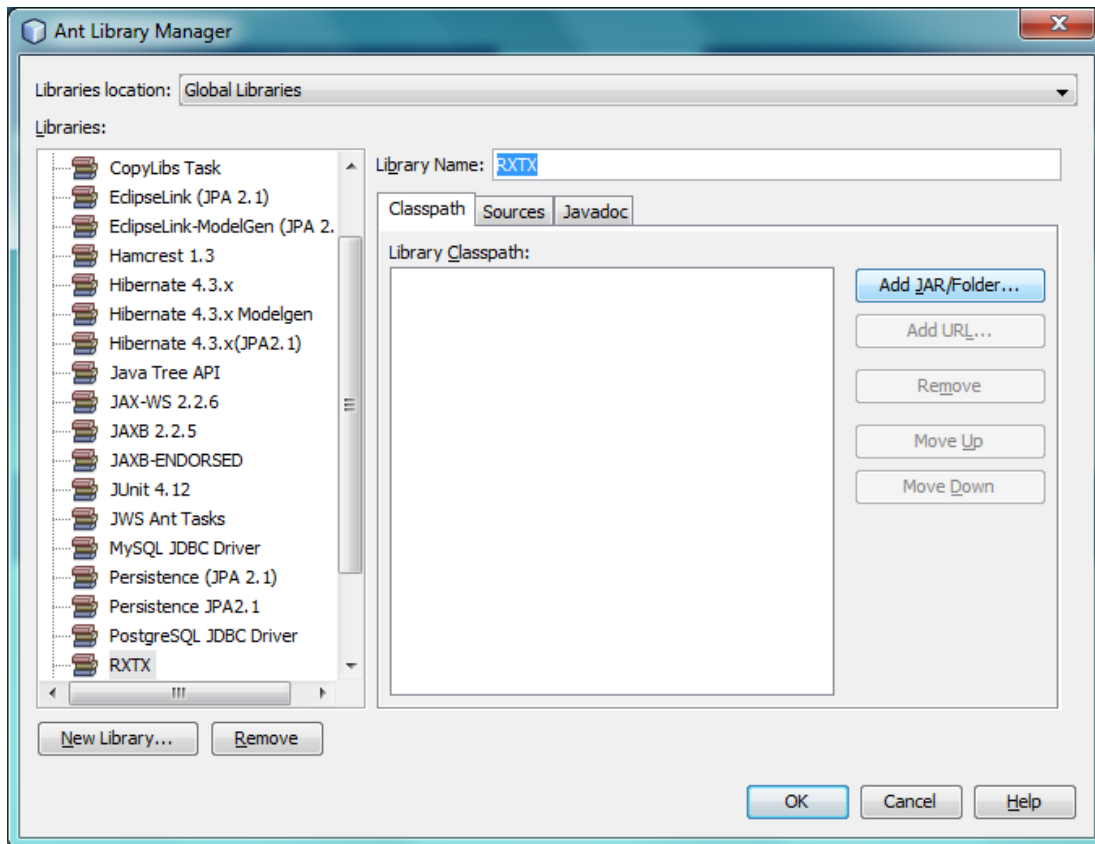
**Figura 72.** Administrador de librerías.

3. Llamar a la nueva librería “**RXTX**” y como tipo seleccionar la opción de “**Class Libraries**”.



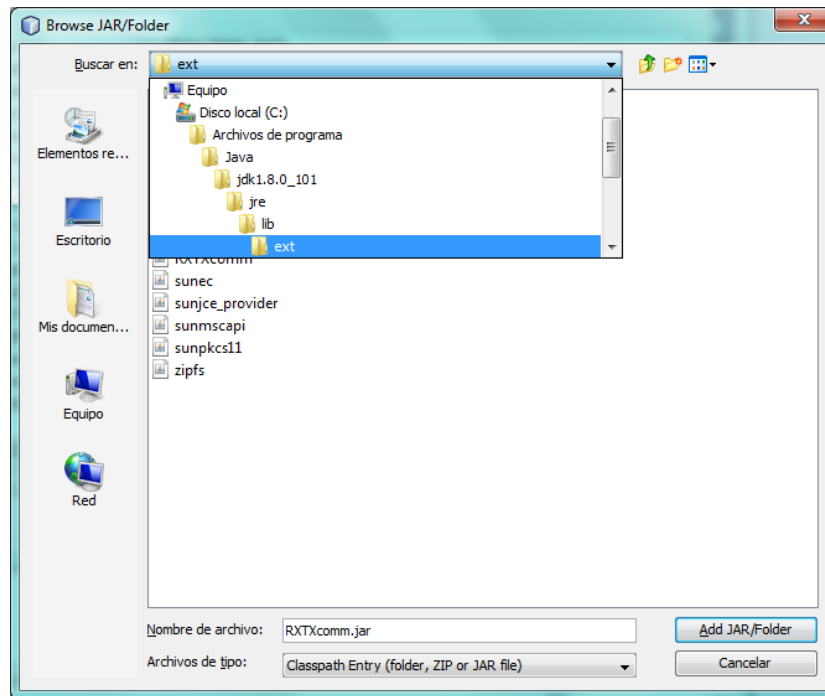
**Figura 73.** Creación de una librería nueva.

4. Ahora, aparece la nueva librería RXTX. Dar click en “**Add JAR/Folder...**”

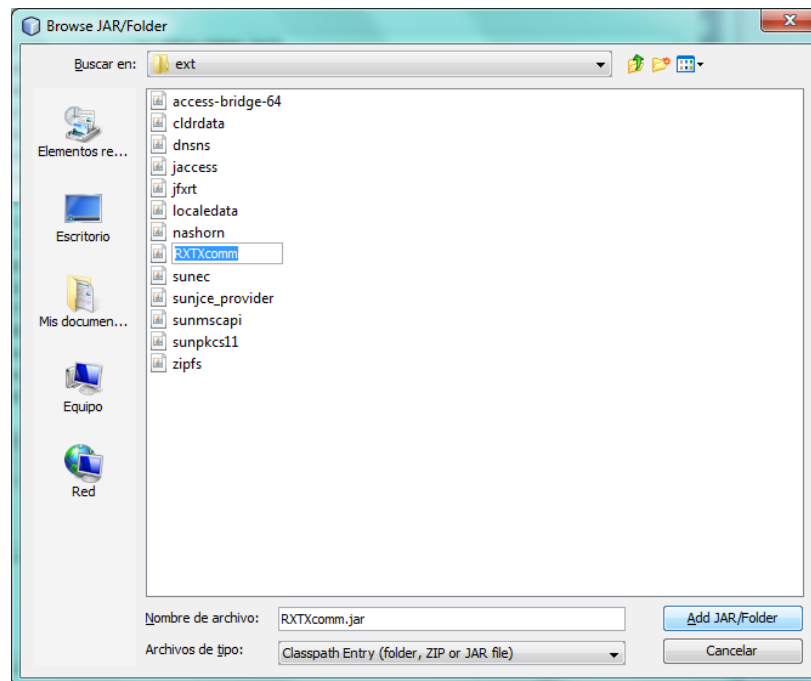


**Figura 74.** Asociación de un archivo JAR a la nueva librería.

5. Seleccionar el archivo RXTXcomm.jar que se encuentra en la carpeta C:\Archivos de programa\Java\jdk1.8.0\_101\jre\lib\ext



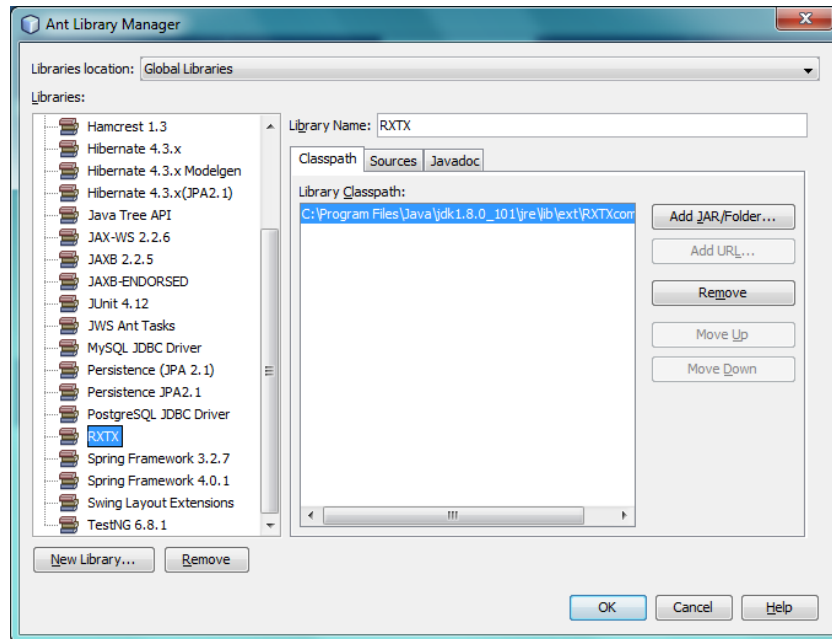
**Figura 75.** Incorporación del archivo RXTXcomm.jar.



**Figura 76.** Selección del archivo RXTXcomm.jar.

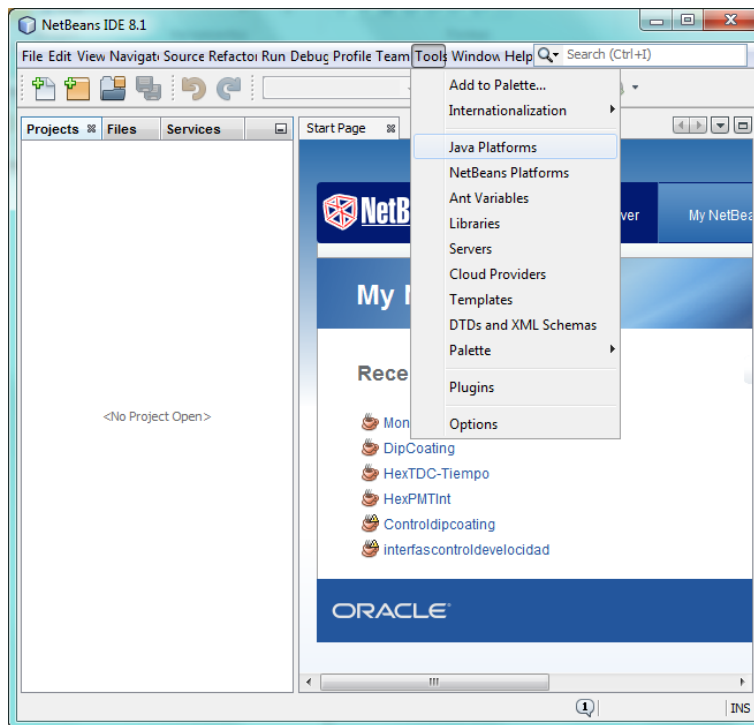


6. Aparece el archivo JAR agregado. Dar click en “OK”.



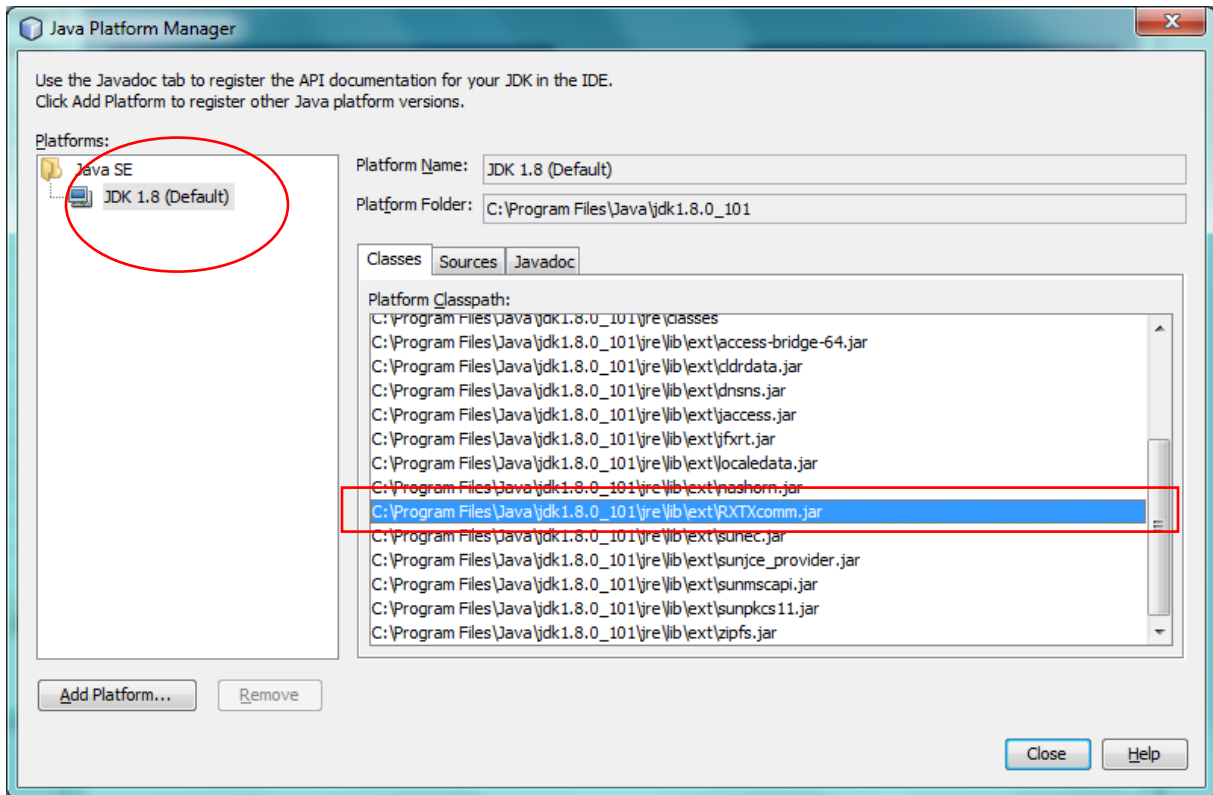
**Figura 77.** Creación de la librería RXTX en Netbeans.

7. Dar click en **Tools -> Java Platforms**



**Figura 78.** Lugar de verificación de la plataforma de kit de desarrollo en Java.

8. Verificar que sólo haya una plataforma de JDK y que la librería RXTX esté listada.



**Figura 79.** Verificación de la plataforma JDK y el uso de la librería RXTX.

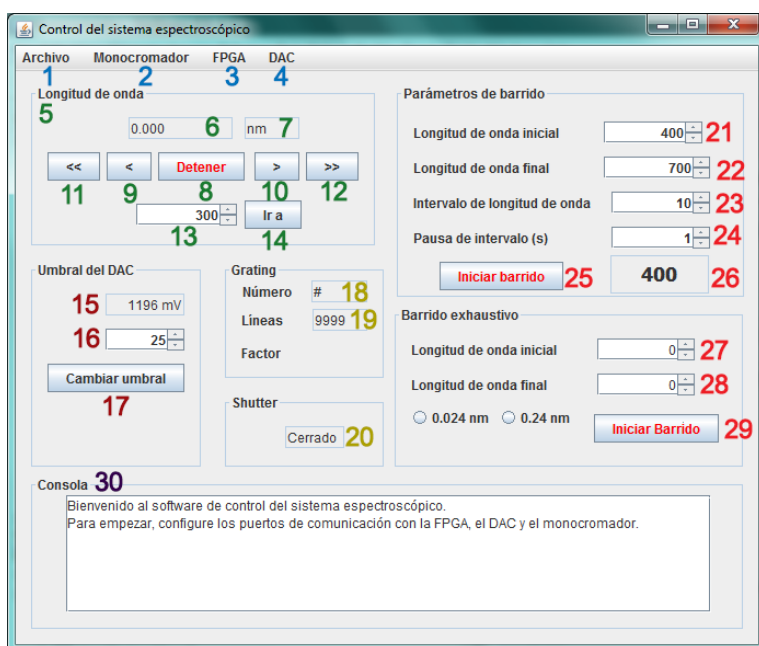
### 3. MANEJO DEL SOFTWARE DEL SISTEMA ESPECTROSCÓPICO

La antigua interfaz de Labview® del monocromador tenía problemas de latencia en la toma de datos, e incluso, la falta total de comunicación con el monocromador. En el trabajo de pregrado, se rescata la funcionalidad del monocromador al independizarse de la interfaz original y comunicarse con éste bajo instrucciones personalizadas, pero bajo una plataforma más rápida: Java. Así mismo, permite la integración del circuito del DAC y la FPGA para el conteo de fotones, como producto del trabajo de maestría titulado “Caracterización y optimización de una arquitectura óptica y electrónica para el conteo de fotones”. En este tutorial, se explica el manejo básico del monocromador para el ajuste de longitudes de onda y el barrido espectral, desde la ejecución de la interfaz hasta la generación de datos de intensidad en función de las cuentas validadas por cada longitud de onda.

#### 3.1. Requisitos previos

1. Java instalado. Para verificarlo, ir a Panel de control -> Programas -> Java. Si no se encuentra, ir al tutorial de instalación del software requerido.
2. El adaptador serial del circuito del DAC debe estar conectado al computador mediante un cable USB.
3. La FPGA debe estar conectada al computador mediante dos cables USB

#### 3.2. Aspecto de la interfaz gráfica



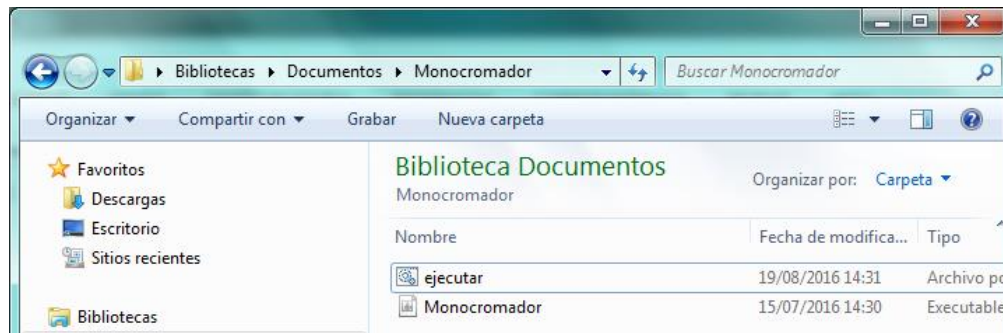
**Figura 80.** Aspecto de la interfaz y sus elementos indicados

Los elementos de la interfaz a usar se denotan por un número:

1. Menú Archivo
2. Menú del Monocromador
3. Menú de la FPGA
4. Menú del DAC
5. Panel de longitud de onda
6. Visor de la longitud de onda actual
7. Visor de las unidades actuales
8. Detener operación de ir a longitud de onda o barrido espectral
9. Retroceder un paso de motor (0.024 nm)
10. Adelantar un paso de motor (0.024 nm)
11. Retroceder nueve pasos
12. Adelantar nueve pasos
13. Selección de longitud de onda
14. Botón para ir a longitud de onda seleccionada
15. Visor del umbral actual del DAC
16. Selección del umbral del DAC
17. Botón para cambiar el umbral del DAC
18. Visor del número de red de difracción (en inglés, *grating*)
19. Visor del número de líneas de la red de difracción
20. Estado de la ventana electrónica (en inglés, *shutter*)
21. Selección de la longitud de onda inicial
22. Selección de la longitud de onda final
23. Selección del intervalo de longitud de onda (0.1 nm, mínimo)
24. Pausa entre longitudes de onda (1 s, mínimo)
25. Botón para iniciar barrido espectral
26. Visor de la longitud de onda de paso durante un barrido espectral
27. Longitud de onda inicial durante barrido exhaustivo
28. Longitud de onda final durante barrido exhaustivo
29. Botón para iniciar barrido espectral exhaustivo
30. Consola de salida

### **3.3. Ejecución de la aplicación**

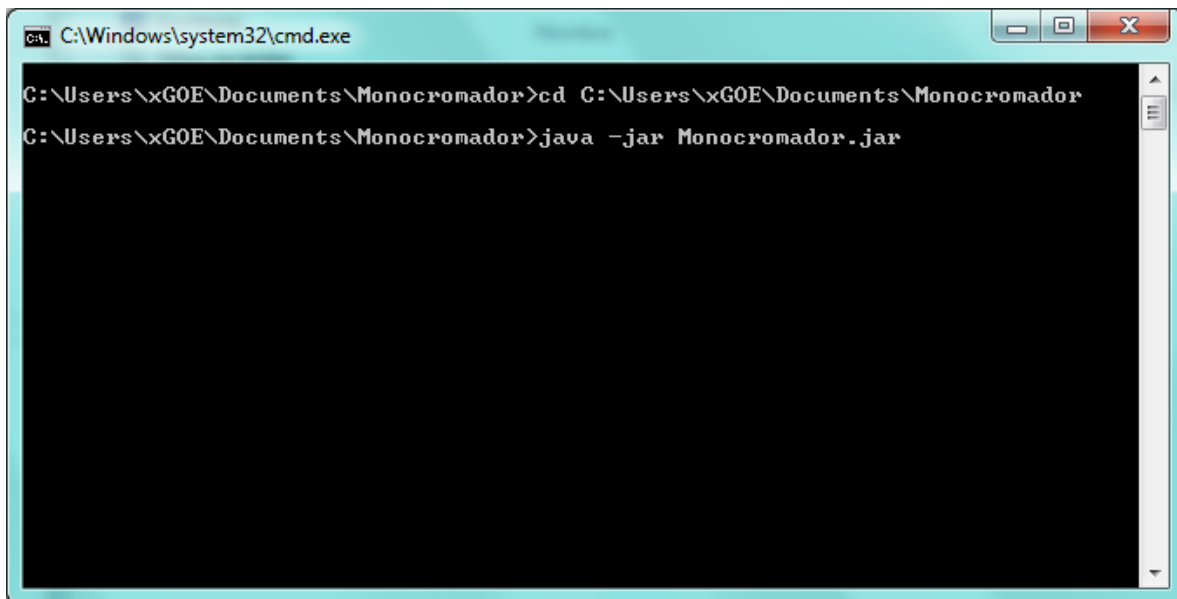
El archivo ejecutable en Java para la interfaz gráfica se llama “Monocromador.jar”, el cual se encuentra en la ruta C:\Users\xGOE\Documents\Monocromador.



**Figura 81.** Ubicación del archivo “Monocromador.jar”

Aunque puede abrirse la interfaz haciendo doble click directamente, no es la mejor manera. Esto, debido a que pueden ocurrir excepciones que pueden congelar la interfaz y conflictos de *hardware* que pueden causar volcados de memoria RAM. Se recomienda ejecutar el programa por comandos, con el fin de garantizar una ejecución fluida de la interfaz en caso de ocurrir errores y excepciones de diversa índole.

En el escritorio, hay un acceso directo llamado “ejecutar.bat”. Este es el que debe ejecutarse con un doble click. Se abrirá una consola de comandos. No cerrarla.



**Figura 82.** Ejecución del archivo “monocromador.bat”

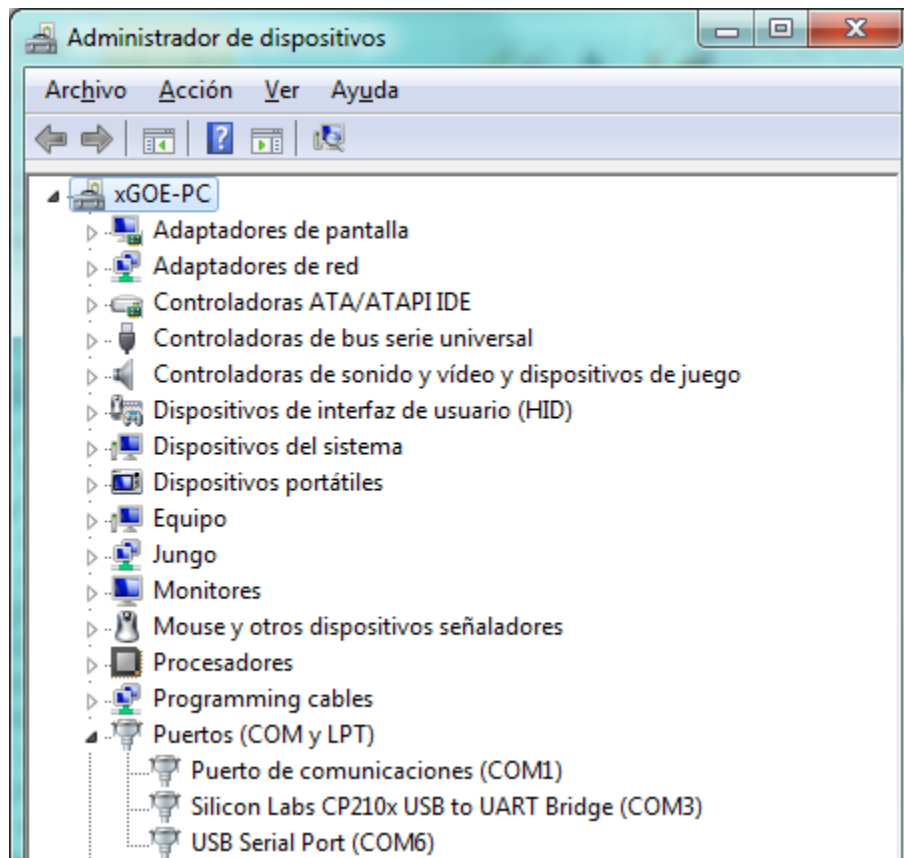
A partir de esta ventana de comandos, se abre la interfaz de una forma segura.

### 3.4. Manejo del monocromador a través de la aplicación

#### 3.4.1. Iniciar comunicación con el monocromador

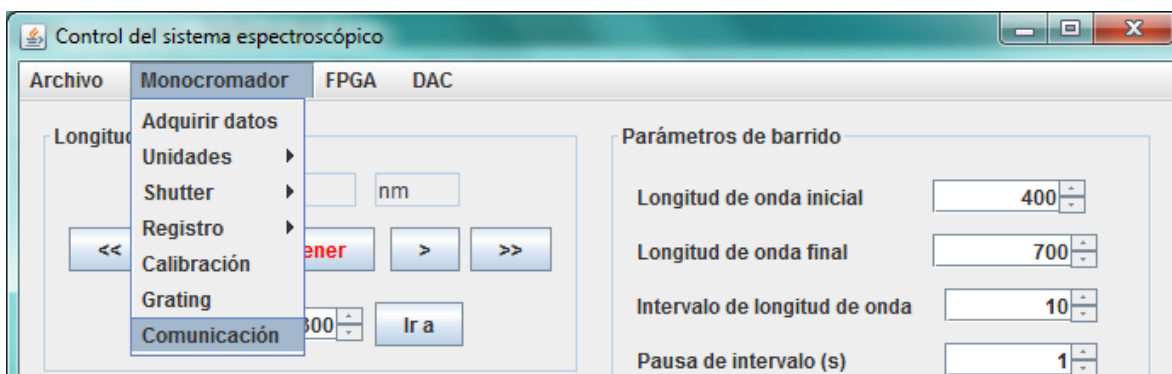
Luego de la apertura de la interfaz, es imprescindible comunicarse con el monocromador, sea por vía serial o USB. El puerto serial antiguo es el que usa el monocromador por defecto. El puerto RS232 (con conectores DB9) es uno de los más antiguos para las comunicaciones seriales. En contraste, el puerto USB es más reciente y se recomienda si no hay puertos RS232 disponibles. Este sería el caso de instalar todo el software en un computador portátil.

En los computadores de mesa, el puerto de comunicaciones COM1 viene por defecto, como se puede apreciar en la siguiente figura:



**Figura 83.** Listado de puertos COM disponibles en el computador.

Para establecer comunicación con el monocromador en la interfaz, ir a la pestaña **Monocromador -> Comunicación**.



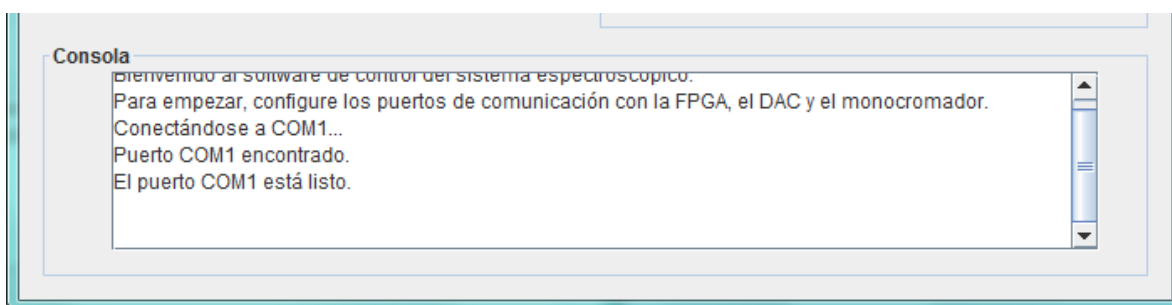
**Figura 84.** Opción de establecer comunicación con el monocromador.

Una vez se da click, aparece un cuadro de diálogo que pide el puerto COM a usar. De la lista desplegable, se escoge COM1 para el puerto RS232.



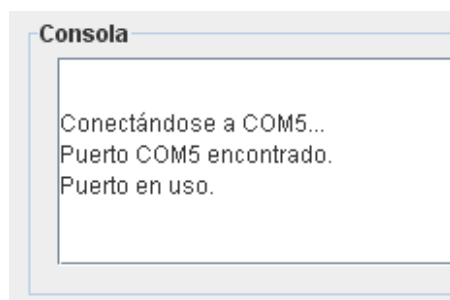
**Figura 85.** Escogencia del puerto de comunicaciones COM a usar.

Si el puerto está disponible, el programa indicará que el programa está listo como se aprecia en la consola:



**Figura 86.** Indicación de la consola para un puerto COM listo.

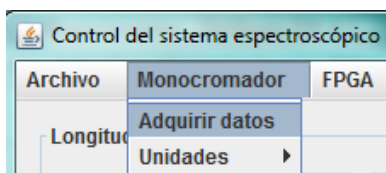
Si el programa indica que el puerto está ocupado (ver Fig. 82), entonces debe verificarse que no haya otro dispositivo conectado al puerto serial o al convertidor de serial a USB.



**Figura 87.** Indicación de la consola para un puerto COM ocupado.

### 3.4.2. Adquirir datos del monocromador

Luego de establecer la comunicación, se da un intercambio de información para refrescar la información de las posiciones y configuraciones del monocromador en la interfaz. Bajo la pestaña **Monocromador**, seleccionar **Adquirir datos**.



**Figura 88.** Opción de adquirir datos para el monocromador.

Si se estableció comunicación con el puerto COM1, actualizará todos los campos (ver Fig. 84). Si no, arrojará errores y será necesario cerrar la consola de comandos, volver a abrir la interfaz y establecer la comunicación con el monocromador.

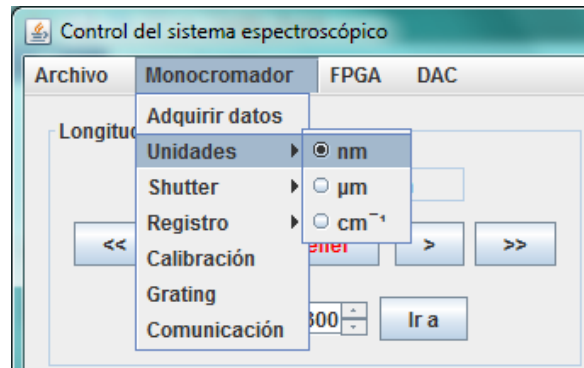


**Figura 89.** Aspecto de una adquisición de datos del monocromador exitosa.



### 3.4.3. Selección de las unidades de longitud de onda

Las unidades son los nanómetros por defecto. Esto se puede corroborar por **Monocromador** -> **Unidades** -> **nm**. Las unidades también se pueden cambiar a micrómetros o número de onda. Sin embargo, el número de onda arrojado por el monocromador no está en función de la línea espectral de un láser. Entonces, la cantidad puede ser arbitraria y no es recomendable.

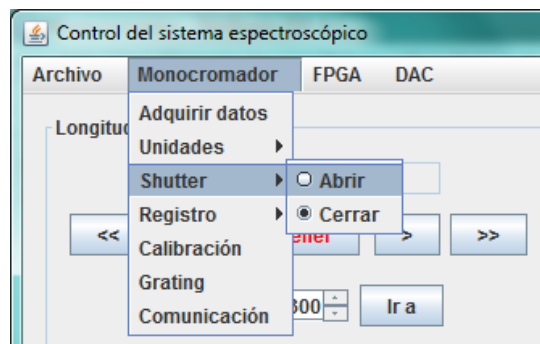


**Figura 90.** Unidad de longitud de onda por defecto de en la interfaz gráfica.

### 3.4.4. Abrir y cerrar ventana electrónica

Luego, para abrir la ventana electrónica, se da click en **Monocromador** -> **Shutter** -> **Abrir**. Para cerrar la ventana electrónica, se da click en **Monocromador** -> **Shutter** -> **Cerrar**.

**Mientras no se haga experimentación con el monocromador, la ventana electrónica debe permanecer cerrada.**

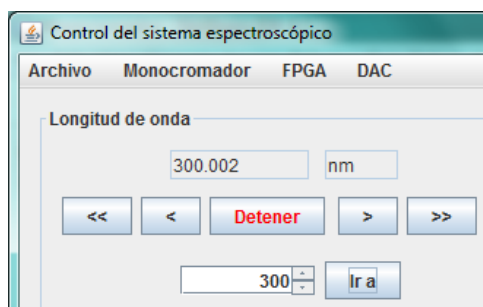


**Figura 91.** Apertura de la ventana electrónica.

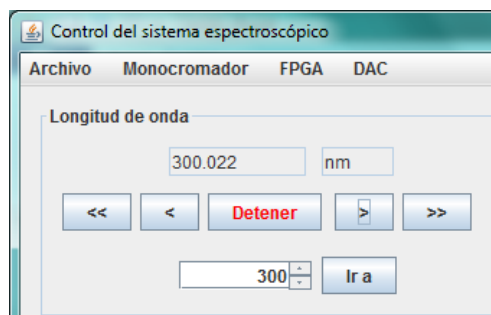
### 3.4.5. Variación de la longitud de onda

El monocromador permite unos desplazamientos mínimos de longitud de onda, como consecuencia del mínimo movimiento que puede realizar el motor paso a paso que mueve la red de difracción. El desplazamiento mínimo es de 0.024 nm (promedio hallado). Para

efectuarlos, están los botones ‘<’ (menor longitud de onda) y ‘>’ (mayor longitud de onda). En las siguientes figuras, se muestra el efecto de presionar los botones.

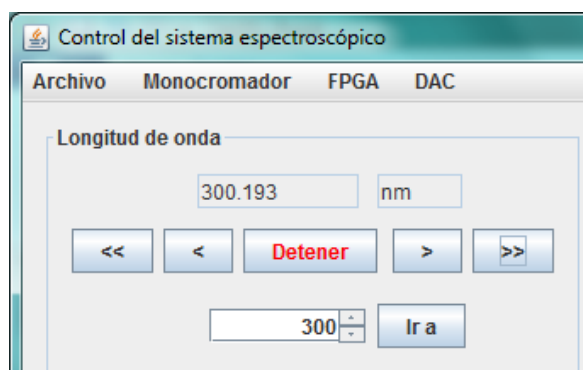


**Figura 92.** Longitud de onda establecida inicialmente.



**Figura 93.** Longitud de onda establecida al presionar ‘>’.

Si se quiere un desplazamiento más rápido, están los botones ‘<<’ y ‘>>’. Cada uno de ellos implica un desplazamiento de 9 veces la mínima cantidad hacia arriba o abajo, es decir, de 0.216 nm en promedio. Si se presiona ‘>>’, la longitud de onda establecida cambia más rápido.



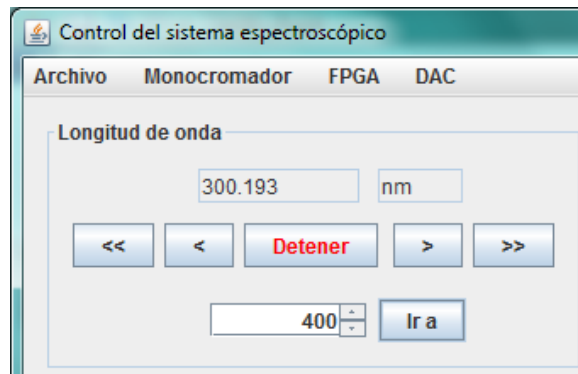
**Figura 94.** Longitud de onda establecida al presionar ‘>>’.

### 3.4.6. Ir a una longitud de onda específica

En vez de desplazar la longitud de onda establecida de una manera fina, se puede optar por ingresar la longitud de onda específica que se desee. Para esto, se ingresa la longitud de onda deseada en el campo correspondiente. El programa acepta longitudes de onda que cumplan las siguientes condiciones:

- Estén dentro del rango óptico del monocromador, es decir, entre 100 nm y 1000 nm
- Que tengan hasta tres cifras decimales, separando la cantidad entera y la fraccionaria por una coma (,)

Para la siguiente figura, se ingresa una longitud de onda específica de 400 nm, en el campo que queda a la izquierda de 'Ir a'.

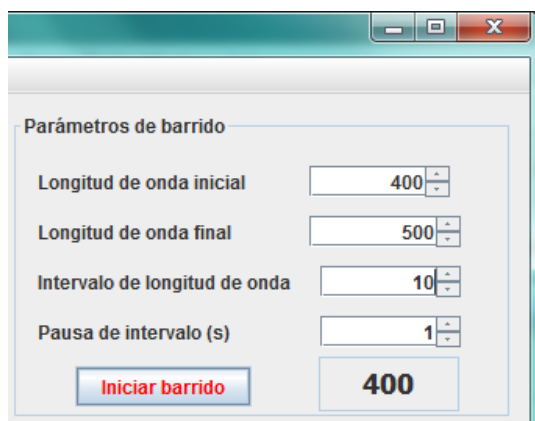


**Figura 95.** Ingreso de longitud de onda específica

**Nota:** El botón '**Detener**' no tiene efecto durante un desplazamiento de longitud de onda en progreso y dado a través del botón '**Ir a**'.

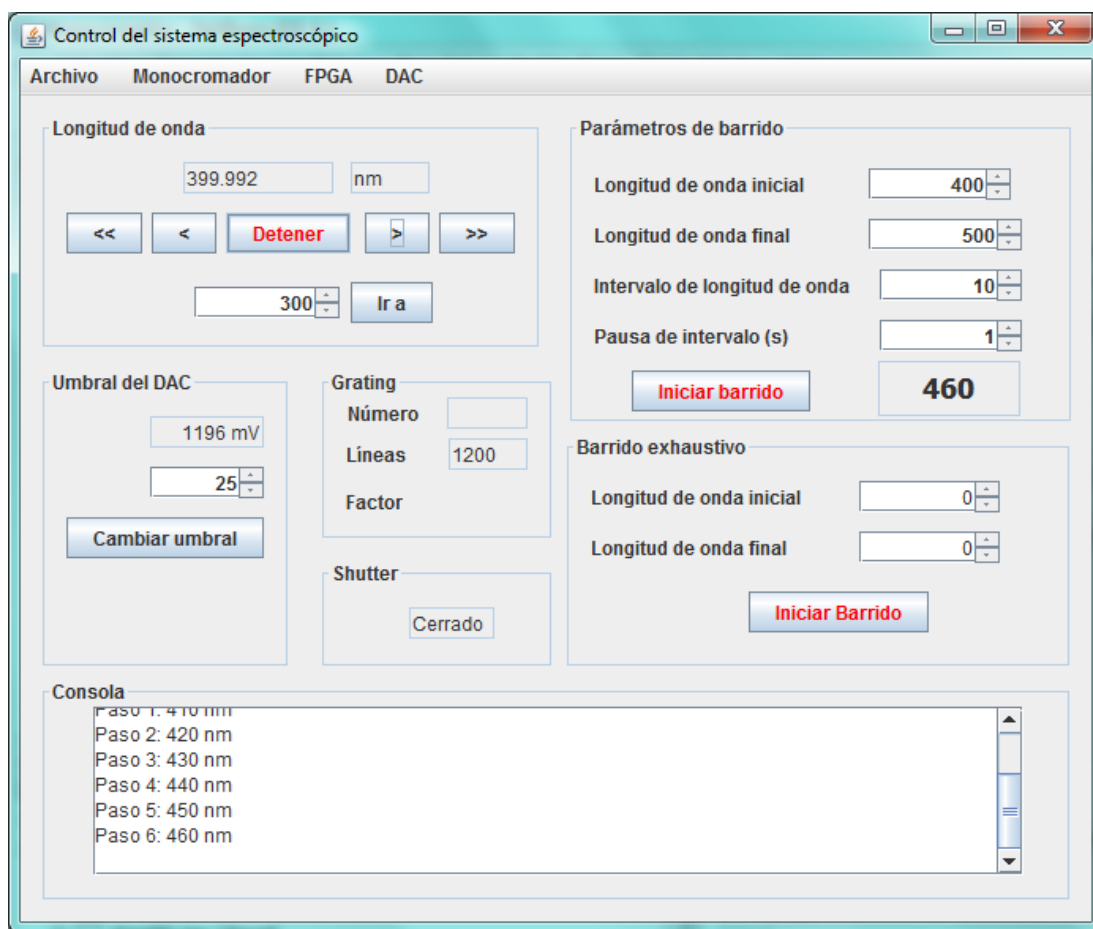
### 3.4.7. Efectuar un barrido espectral

El barrido espectral consiste en un ciclo equivalente al presionar recurrentemente el botón 'Ir a', pero controlado por una pausa de intervalo definida. Se ingresan, a criterio del usuario, las longitudes de onda, al considerar un retardo por cada longitud de onda. Por ejemplo, se realiza un barrido espectral entre 400 y 700 nm, con un intervalo de 10 nm y una pausa por intervalo de 1 segundo.



**Figura 96.** Ajuste de los parámetros del barrido espectral.

Una vez los parámetros se han ingresado y verificado correctamente, se da click en '**Iniciar Barrido espectral**'. La consola va mostrando el progreso del barrido, como se ve en la siguiente figura:



**Figura 97.** Aspecto del progreso del barrido espectral en consola.

**Notas:** (1) Por seguridad, el *shutter* se cierra antes de llegar a longitud de onda inicial y después de un retardo cuando se llega a la longitud final. Esto, con el fin de proteger el detector. Queda a discreción del usuario no incluir la longitud de línea láser durante la ejecución de un barrido espectral. (2) El ingreso de las longitudes de onda en cada campo blanco tiene las mismas reglas del campo que está al lado del botón 'Ir a': deben estar en el rango óptico del monocromador, la separación de decimales es la coma (,) y se admiten hasta 3 cifras decimales.

### 3.5. Manejo del DAC

#### 3.5.1. Modo de operación independiente

El ADC se puede operar de manera independiente a través de un programa de consola serial. Uno de los mejores programas disponibles se llama Hercules ([http://www.hw-group.com/products/hercules/index\\_en.html](http://www.hw-group.com/products/hercules/index_en.html)). Para la comunicación serial, se dan los siguientes parámetros:



Serial

Name  
COM6

Baud  
9600

Data size  
8

Parity  
none

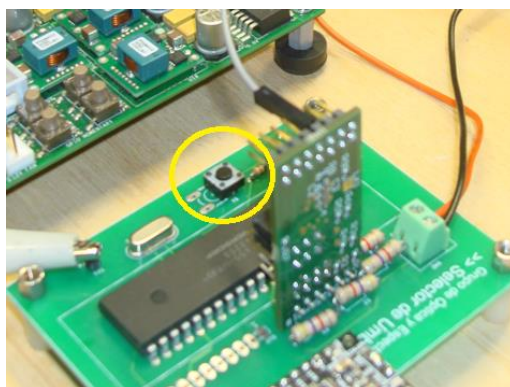
Handshake  
OFF

Mode  
Free

Open

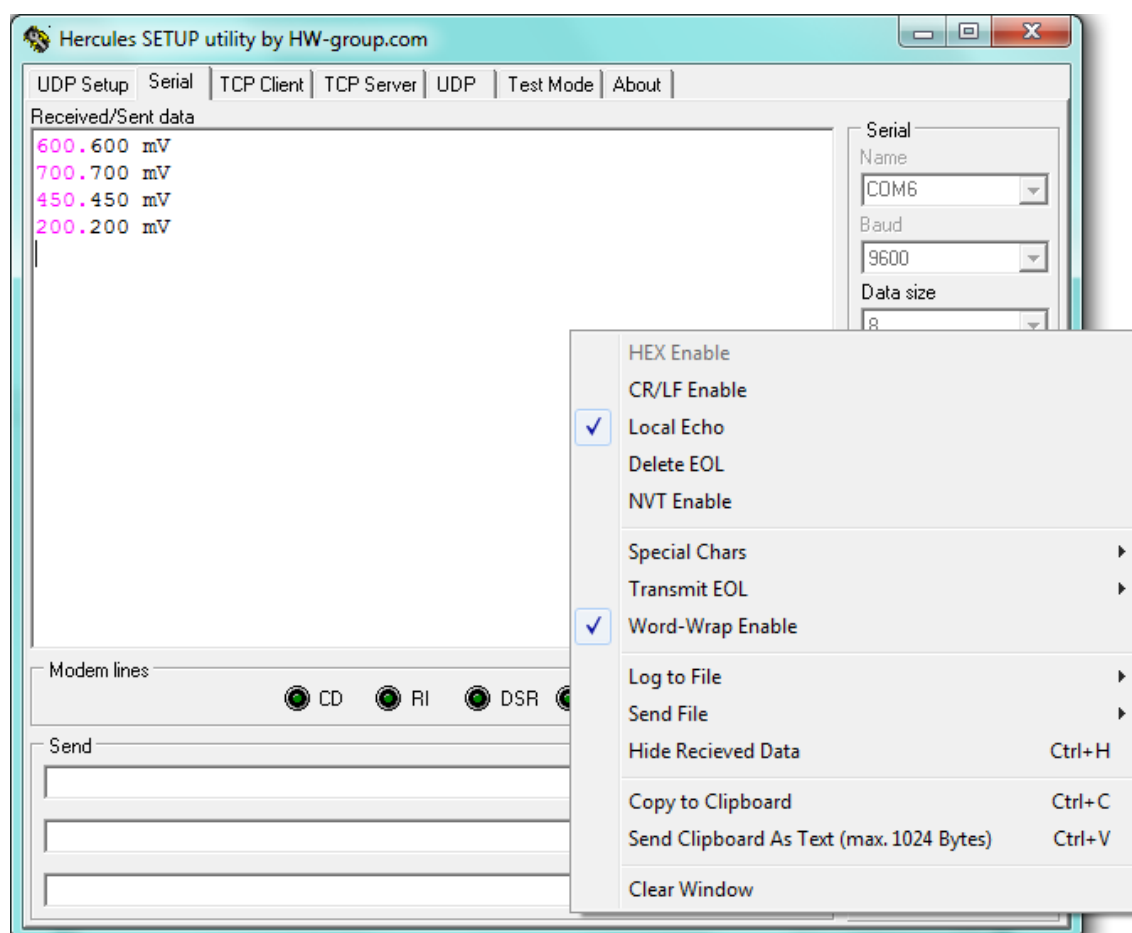
**Figura 98.** Parámetros de comunicación con el DAC.

Y se abre el puerto en el botón de **Open**. En el circuito del DAC, se debe pulsar un botón de reiniciar (en inglés, *reset*) disponible.



**Figura 99.** Botón de reiniciar operación del DAC.

Luego, se cambia el umbral de voltaje de la siguiente manera: para números de 0 a 999, se indica el número, seguido de un punto (.). Para números de 1000 hasta 2500, se indica únicamente el número. A continuación, se ilustra un ejemplo. En magenta, está lo que el usuario ingresa. En negro, lo que el circuito del DAC devuelve al usuario.



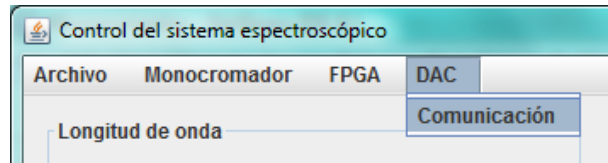
**Figura 100.** Cambio del umbral del DAC de manera independiente.

### 3.5.2. Cambiar el umbral del DAC a través de la aplicación

Es importante señalar que sólo dos puertos seriales pueden funcionar en la ejecución del programa. De lo contrario, el programa se cierra. Entonces, se sugiere cambiar el umbral del DAC antes de iniciar la comunicación con la FPGA. Esto se puede realizar de dos maneras:

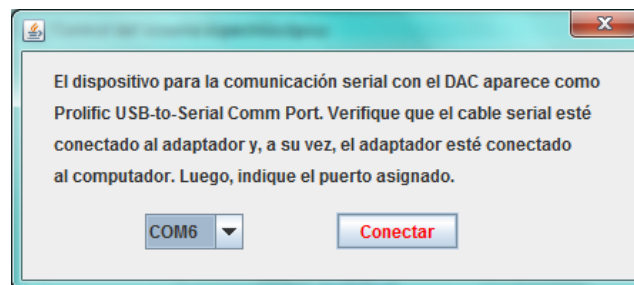
1. Cambiando el umbral del DAC de manera independiente a través del programa Hercules.
2. Cambiando el umbral del DAC a través del programa y luego cerrarlo. Reiniciar el programa e iniciar comunicación con el monocromador (en **Monocromador** -> **Comunicación**).

Para establecer comunicación con la FPGA, ir a **DAC** -> **Comunicación**.



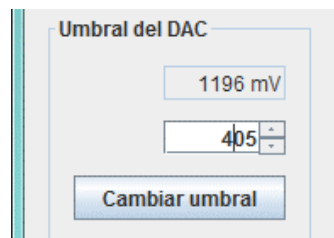
**Figura 101.** Inicio de la comunicación con el DAC.

Dependiendo del adaptador usado, el nombre del adaptador puede variar. El adaptador usado lleva el nombre "USB Serial Port" y usa el puerto COM6.



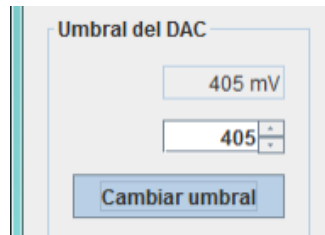
**Figura 102.** Puerto de comunicación con el DAC.

Luego, se puede cambiar el umbral. Por ejemplo, se cambiará a 405 mV.



**Figura 103.** Selección de nuevo umbral del DAC.

Si el ADC funciona bien, el umbral de voltaje solicitado aparecerá en el campo de arriba.



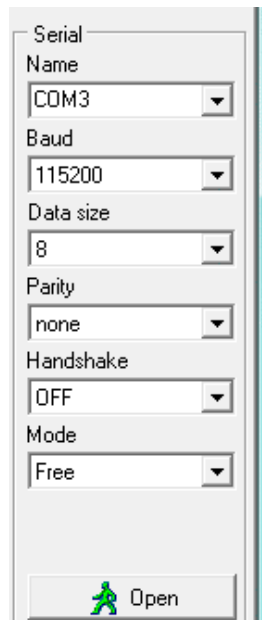
**Figura 104.** Confirmación de nuevo umbral del DAC.

Si no, se debe presionar el botón de reinicio de operación del DAC e intentar nuevamente.

### 3.6. Manejo de la FPGA

#### 3.6.1. Modo de operación independiente

La FPGA está programada con un pulsador para cargar el programa de adquisición de espectros y otro para reiniciar la operación. Antes de adquirir espectros, la FPGA se debe configurar en el modo de conteo de pulsos. Para ello, se necesita abrir el programa Hercules con la siguiente configuración:



**Figura 105.** Parámetros de la comunicación serial con la FPGA.

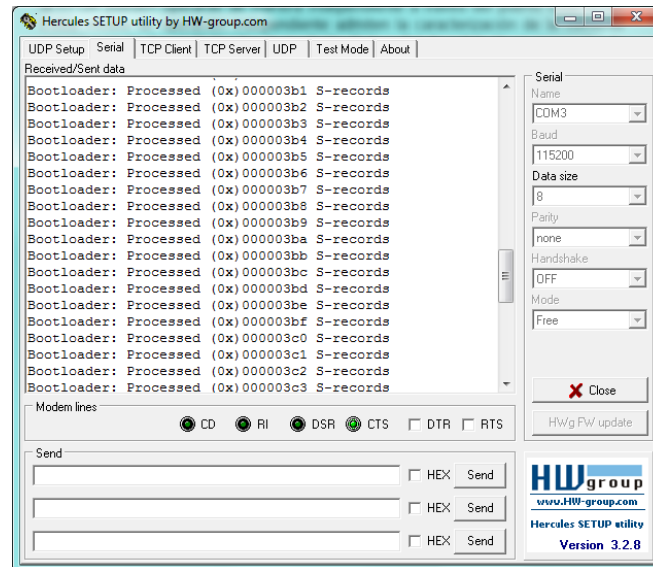
Y se abre el puerto. Para cargar el programa, se pulsa **SW3** que tiene como etiqueta **“PROG”**. Para reiniciar, se pulsa **SW6** que tiene como etiqueta **“CPU RST”**. Se pulsa SW3.





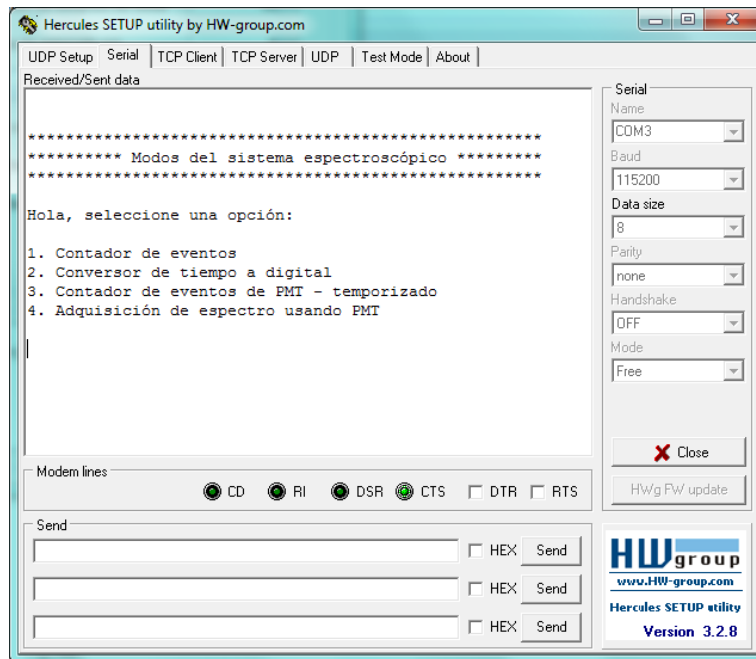
**Figura 106.** Botones de carga y reinicio del programa de la FPGA.

Esto es lo que debe aparecer mientras se carga el programa:



**Figura 107.** Progreso de carga del programa de la memoria Flash en la FPGA.

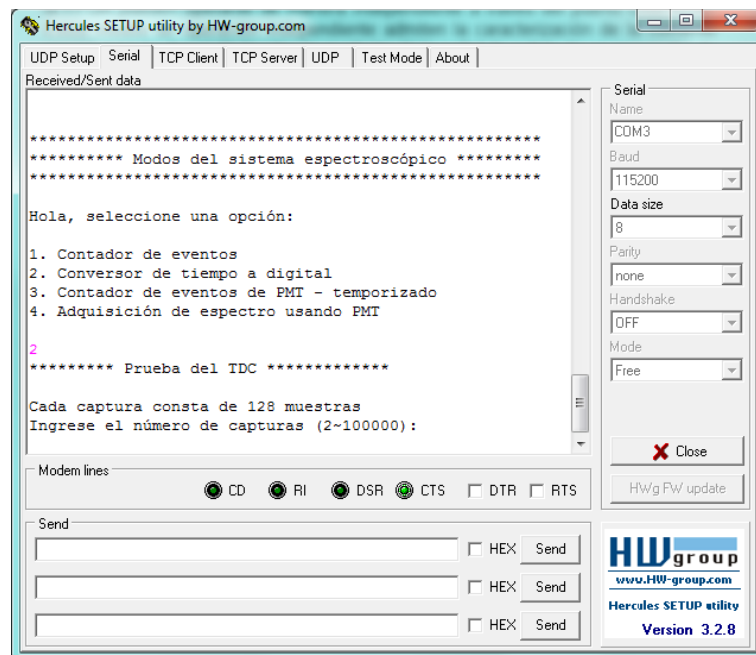
Al final de la carga, aparece lo siguiente:



**Figura 108.** Opciones de operación de la FPGA.

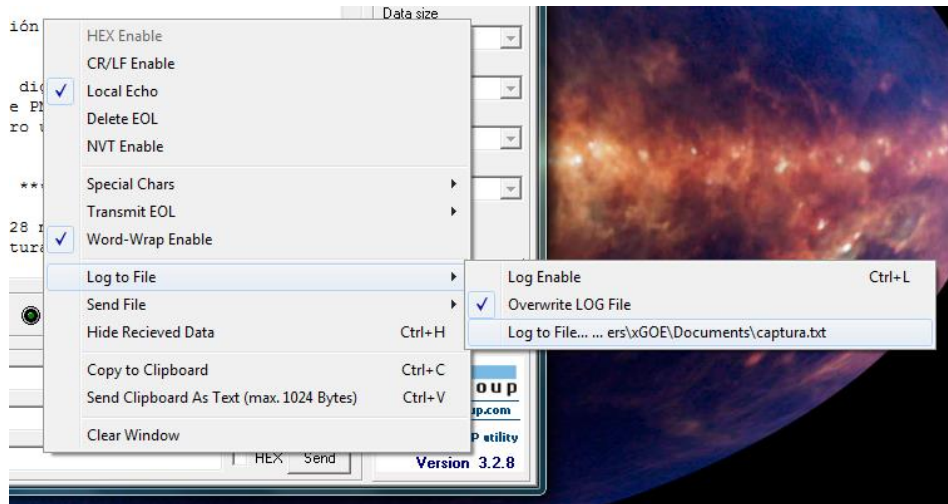
### 3.6.2. Operación en modo de conversor de tiempo a digital

Se presiona el número 2:



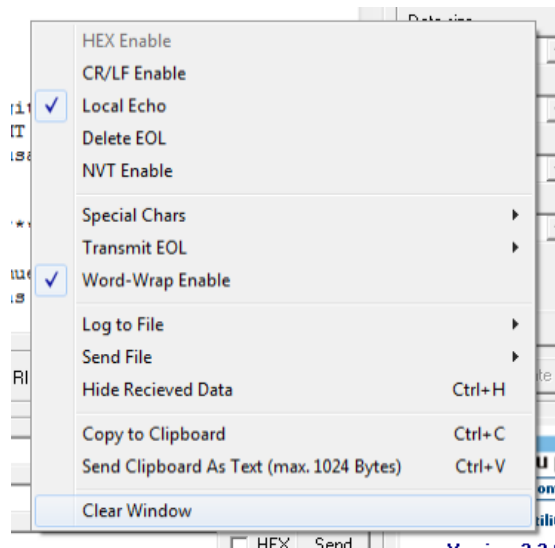
**Figura 109.** Operación de la FPGA en modo de adquisición de espectro de tiempo.

La ráfaga de datos por venir se debe almacenar en un archivo de extensión TXT. Para habilitar el registro de la ráfaga, se genera un archivo. En la parte blanca de la consola, dar click derecho, **Log to File** -> **Log to File [...]**. Verificar que **Overwrite LOG File** esté habilitado. Se da una ruta y un nombre adecuados. Por ejemplo, `captura.txt`.



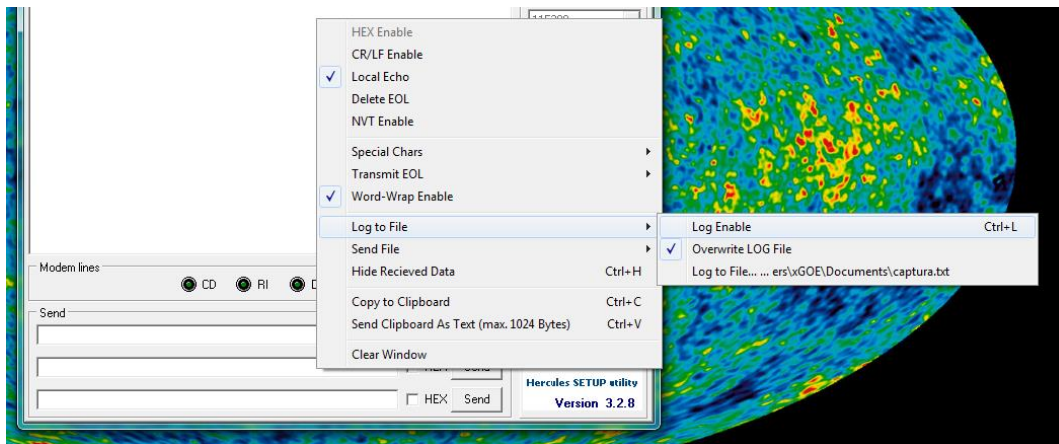
**Figura 110.** Indicación del archivo de registro de datos en Hercules.

Después, borrar el texto de la la consola en **Clear Window**.



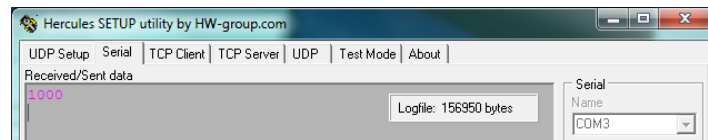
**Figura 111.** Opción de borrar texto de la consola.

Luego, se habilita el registro de la ráfaga:



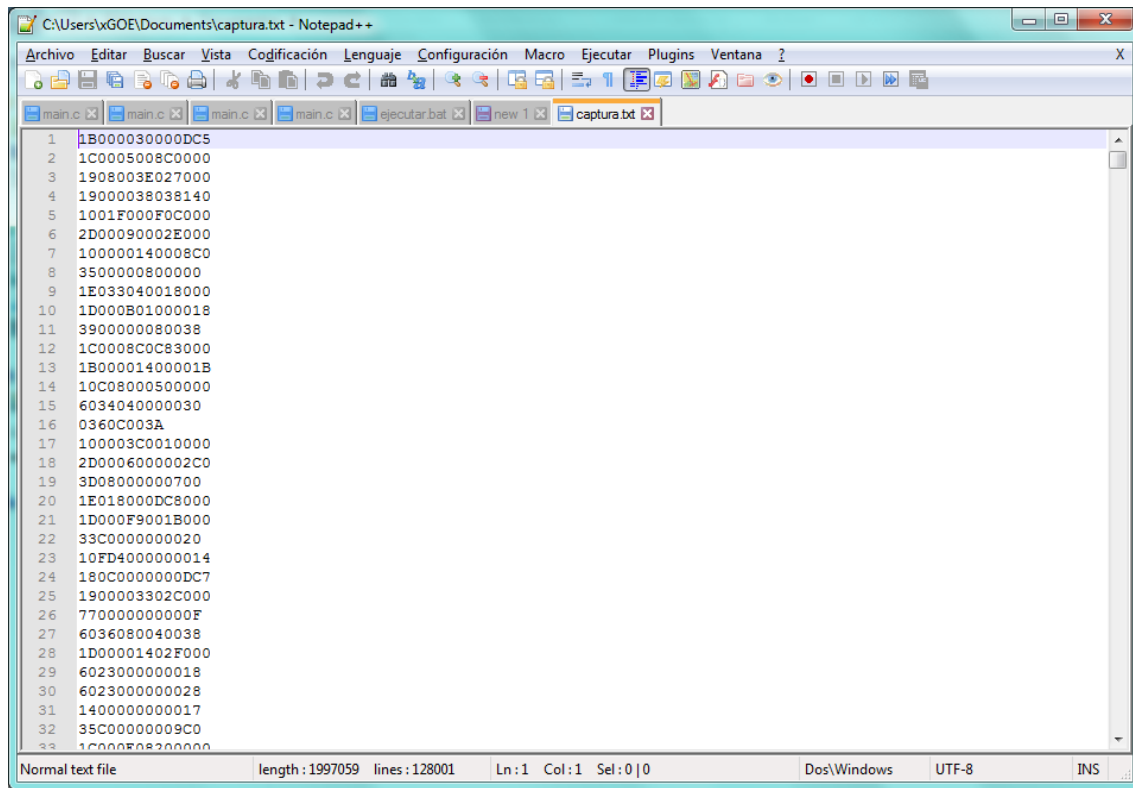
**Figura 112.** Habilitar registro de datos en el archivo captura.txt.

Escribir el número de capturas, seguido de la tecla `Enter`. Cada captura toma  $128 \times 10^3$  muestras. Para  $128 \times 10^3$  muestras, se ingresa 1000 como número de capturas y luego `Enter`. La captura de la ráfaga comienza de inmediato.



**Figura 113.** Progreso de la captura de la ráfaga de datos arrojados por el conversor.

El archivo `captura.txt` alcanza algo más de 2 millones de bytes para cuando ya tenga casi todas las  $128 \times 10^3$  muestras. En otros casos, puede ser menos. La ráfaga de datos termina cuando el número de bytes de *Logfile* no crece más. Cuando sucede, se inhabilita el registro de datos (click derecho en la consola -> **Log to File** -> **Log enable**), se cierra el puerto y se cierra Hercules. Los datos capturados se ven si se abre el archivo TXT. De preferencia, se visualizan los archivos de texto con el programa Notepad++. En caso de no tenerlo instalado, se pueden usar los programas nativos de Windows como Bloc de Notas o Wordpad.

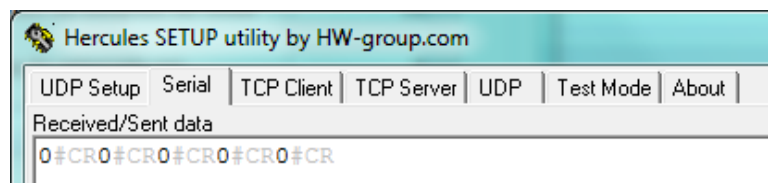


**Figura 114.** Visualización del archivo de captura.

Se explican la interpretación y visualización de estos resultados binarios más adelante.

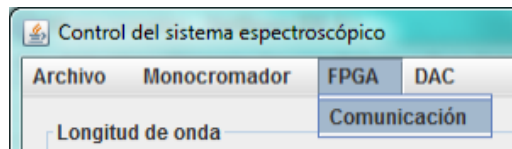
### 3.6.3. Operación en modo de adquisición de espectros con la aplicación

En el menú de las opciones de operación de la FPGA, seleccionar la opción 4. En ella, probar a presionar varias veces la letra 'A' (en mayúscula). Por cada letra, la FPGA devuelve el número de cuentas válidas. Sin sorpresas, el número debe ser cero. Si no, entonces el circuito del DAC está funcionando a un umbral muy bajo. **Cuidado: es necesario asegurarse de que la fuente de alto voltaje no esté encendida si la sala está iluminada.**



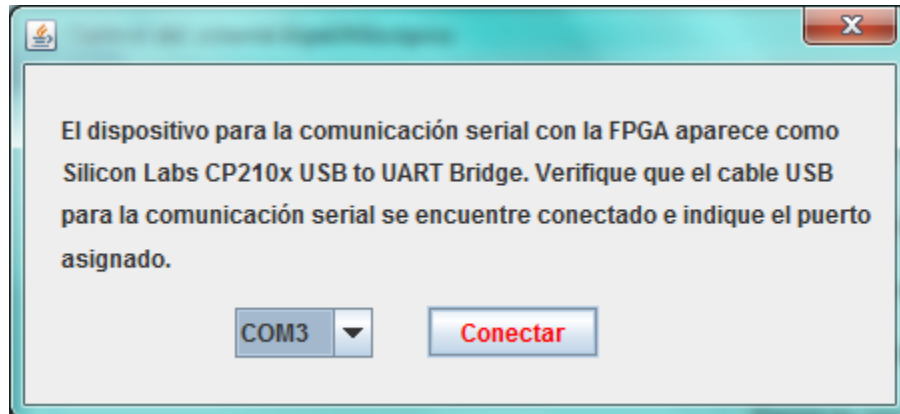
**Figura 115.** Ensayo de adquisición de cuentas.

Cerrar el puerto y cerrar Hercules. Volviendo al programa, se debe iniciar la comunicación con el programa de Java. Para esto, ir a **FPGA -> Comunicación**



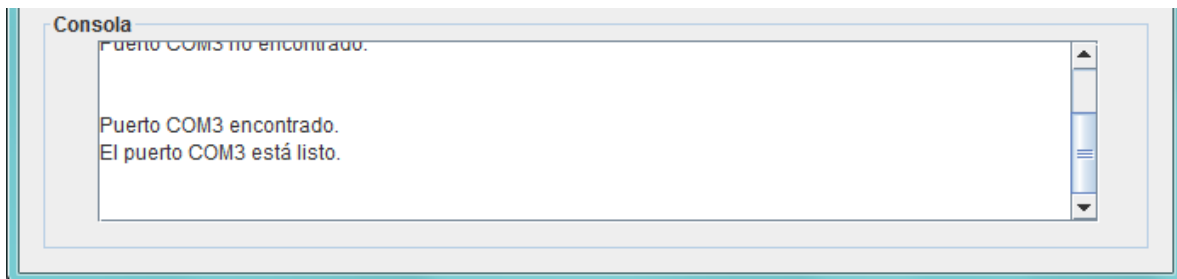
**Figura 116.** Inicio de comunicación con la FPGA.

Luego, se debe escoger el puerto COM que corresponda a la FPGA.



**Figura 117.** Puerto de comunicación con la FPGA.

Si efectivamente se cerró el programa de Hercules, debe aparecer lo siguiente en consola:



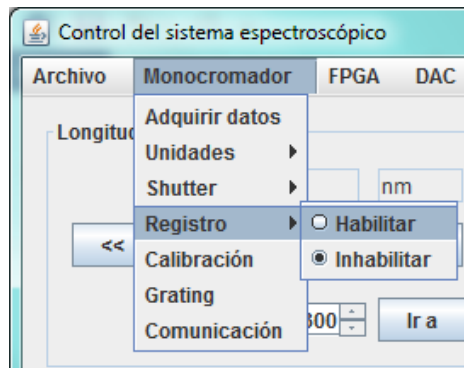
**Figura 118.** Indicación de puerto listo.

#### 3.6.4. Habilitar registro de la intensidad en un barrido espectral

El programa en Java permite el registro del barrido espectral en un archivo de texto. Este archivo muestra la fecha, la hora de inicio, la hora de terminación y longitudes de onda ajustadas durante un barrido espectral.

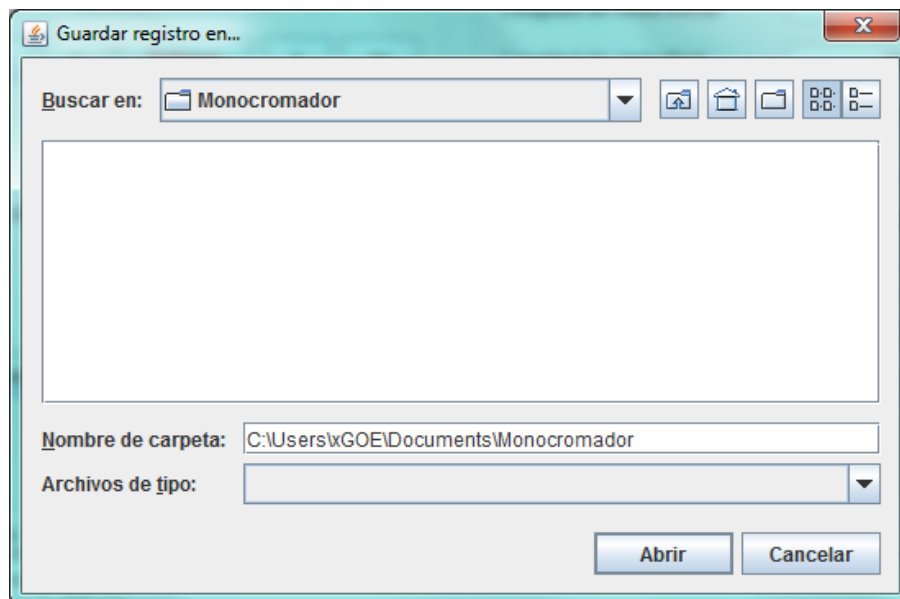
Antes de habilitar el registro del barrido espectral, se requiere escoger una ruta donde se almacenarán los archivos de texto generados. Con fines ilustrativos, se escoge la misma carpeta donde está el programa del monocromador.

Por defecto, el registro de datos se inhabilita. Para habilitarlo, se activa la opción en el programa en **Monocromador -> Registro -> Habilitar**.



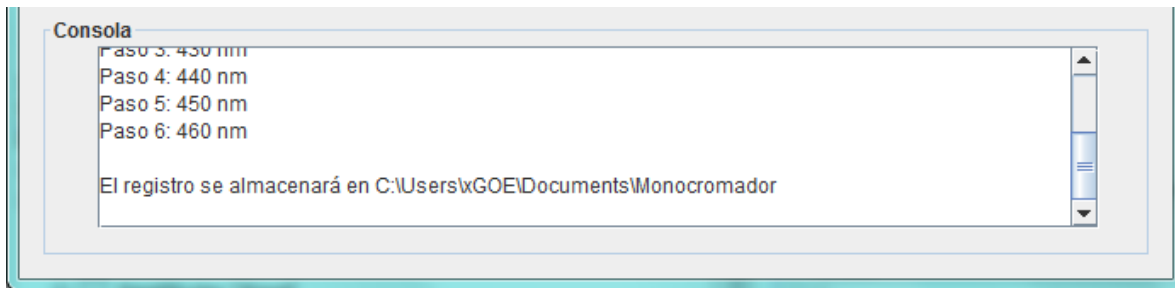
**Figura 119.** Habilidad del registro del barrido espectral

Aparecerá un cuadro de diálogo que pide la ruta en la que se guarda el registro.



**Figura 120.** Escogencia de la ruta para guardar los archivos de registro.

Luego, la consola indica la ruta que se eligió.



**Figura 121.** Ruta de almacenamiento de archivos de registro.

Si por equivocación se escoge una ruta equivocada, se puede cambiarla. De nuevo, se habilita el registro repitiendo los pasos anteriores sin inconvenientes.

Luego del barrido espectral (siguiendo los mismos pasos de un barrido espectral sin habilitar registro), se puede ver el archivo generado. Su nombre se compone de la siguiente forma: “prueba” más fecha más hora. Si hay varios archivos, puede resultar difícil saber cuál fue el último registro generado. Para facilitar la búsqueda, se organizan los íconos de la carpeta por la última vez que fueron modificados. Así, se identifica el último elemento de la carpeta como el correspondiente al barrido espectral que se efectuó con registro habilitado. Se abre y sus contenidos se ven en la siguiente figura.

```

C:\Users\xGOE\Documents\Monocromador\prueba2016819-0243.txt - Notepad++
Archivo  Editar  Buscar  Vista  Codificación  Lenguaje  Configuración  Macro  Ejecutar  Plugins  Ventanas
main.c x  main.c x  main.c x  main.c x  ejecutar.bat x  new 1 x  prueba2016819-0243.txt x
1  Longitudes de onda en el monocromador
2
3  Inicio de recolección de datos
4
5  14/7/2016 - Hora: 05:00:20
6
7
8  Parametros escogidos segun usuario:
9
10 Longitud de onda inicial: 535 nm
11
12 Longitud de onda final: 700 nm
13
14 Intervalo de longitudes de onda: 1 nm
15
16
17 Pausa de intervalo: 1.000 s
18
19
20
21
22
23
24 050020-535-9DE6
25 050022-536-5F3DC
26 050023-537-B5A47
27 050024-538-928A5
28 050026-539-7B71A
29 050027-540-62426
30 050028-541-6B068
31

```

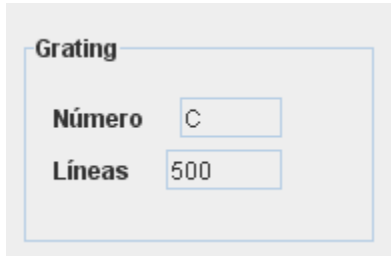
**Figura 122.** Ejemplo de archivo de captura de espectro.



### 3.7. Solución de problemas

#### Elementos extraños en los campos de texto

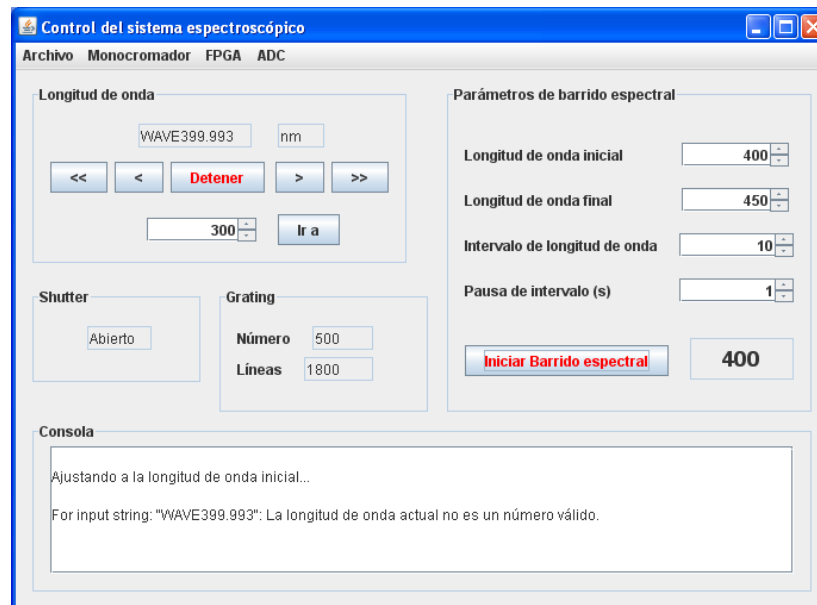
Con frecuencia aparecen caracteres no numéricos en los campos de texto. Esto ocurre debido a errores en la comunicación entre el monocromador y el computador. Se corrige ejecutando la acción de **Monocromador** -> **Adquirir datos** hasta que muestre todos los caracteres numéricos.



**Figura 123.** Aparición de caracteres no numéricos en los campos de texto.

#### “La longitud de onda actual no es un número válido”

Este error también ocurre por errores en la comunicación entre el monocromador y el computador luego de iniciar un barrido espectral. Se corrige ejecutando la acción de **Monocromador** -> **Adquirir datos** hasta que muestre un valor numérico en el campo de longitud de onda actual.



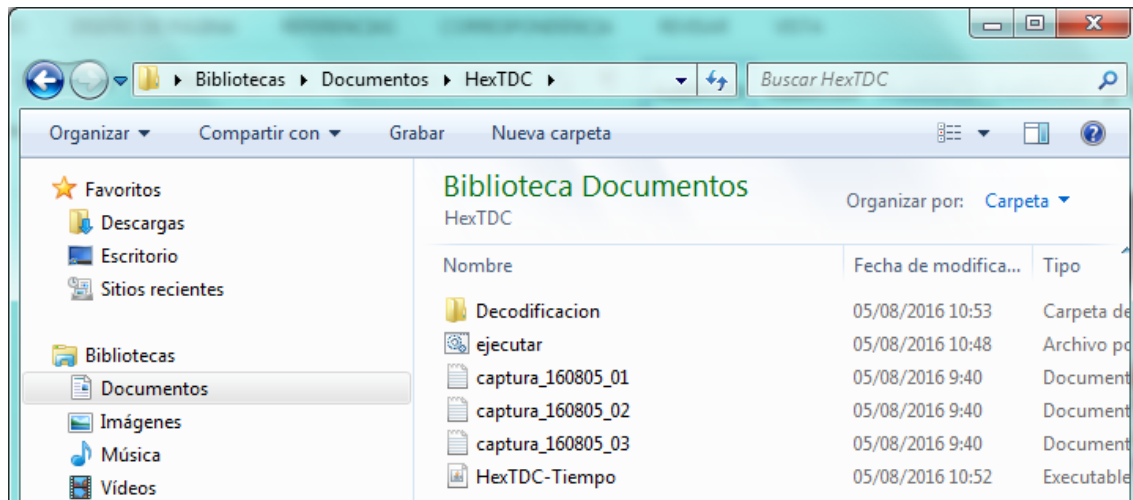
**Figura 124.** Causa del error “La longitud de onda actual no es un número válido”.

Y luego, aparece el número apropiado. Se puede iniciar el barrido espectral correctamente.

## 4. PROCESAMIENTO DE LOS ARCHIVOS GENERADOS

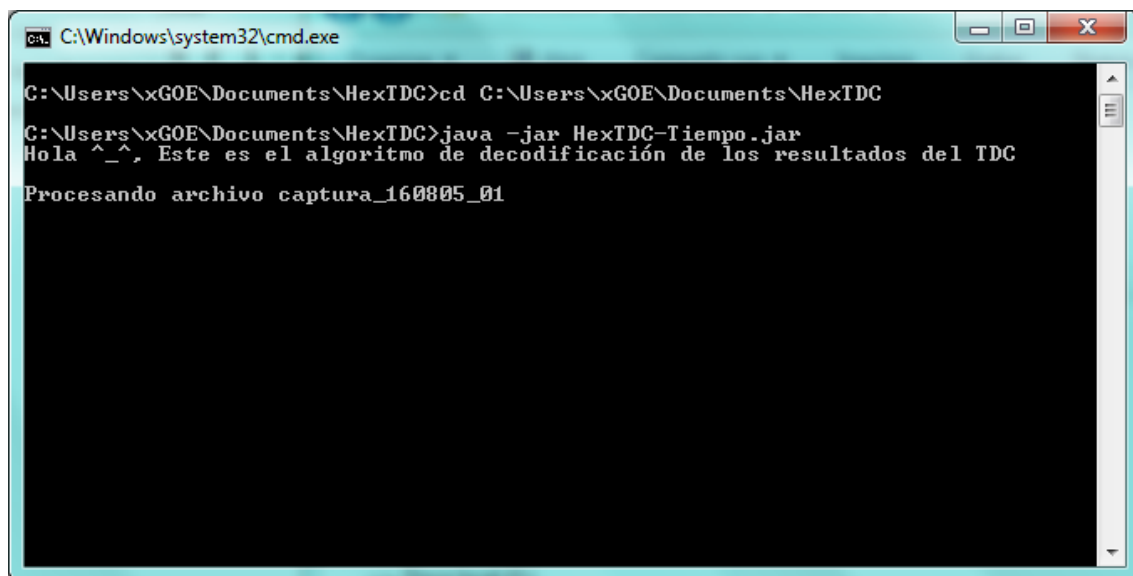
### 4.1. Decodificación de los resultados del conversor de tiempo a digital

El algoritmo de decodificación de los resultados del conversor se encuentra en la carpeta HexTDC. Al igual que el programa del monocromador, se abre el archivo ejecutar.bat. Los archivos a decodificar se ubican dentro de la misma carpeta.



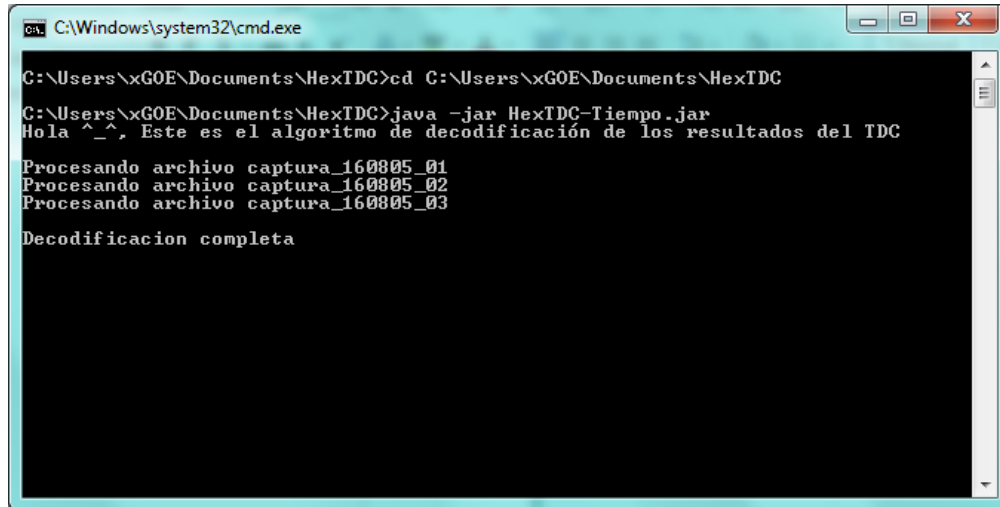
**Figura 125.** Ubicación del ejecutable de decodificación de resultados del TDC.

El programa detecta automáticamente el número de archivos y comienza la tarea de decodificación, indicando que procesa cada archivo por separado.



**Figura 126.** Ejecución del decodificador de los resultados del TDC.

El programa indica la finalización de la decodificación con la línea de “Decodificación completa”. Pasados unos segundos, el programa se cierra. Los archivos de salida se ubican en la carpeta “Decodificación”.



```

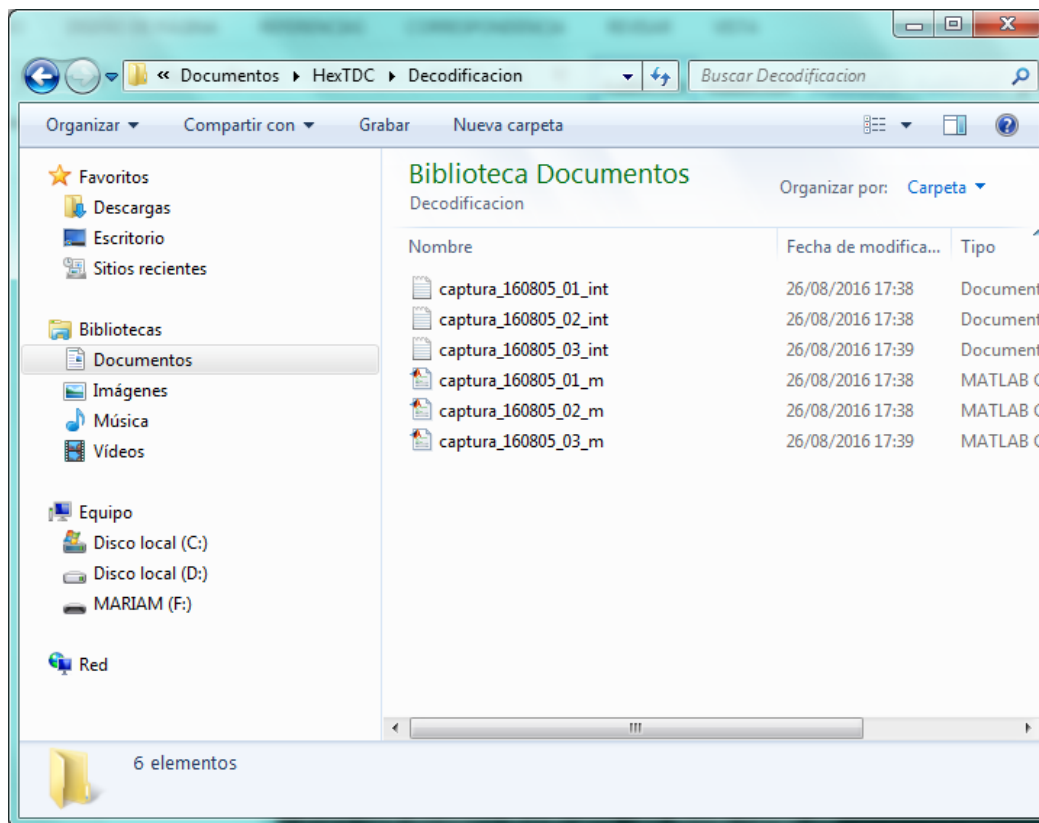
C:\Windows\system32\cmd.exe

C:\Users\xGOE\Documents\HexTDC>cd C:\Users\xGOE\Documents\HexTDC
C:\Users\xGOE\Documents\HexTDC>java -jar HexTDC-Tiempo.jar
Hola ^_^, Este es el algoritmo de decodificación de los resultados del TDC

Procesando archivo captura_160805_01
Procesando archivo captura_160805_02
Procesando archivo captura_160805_03

Decodificacion completa
  
```

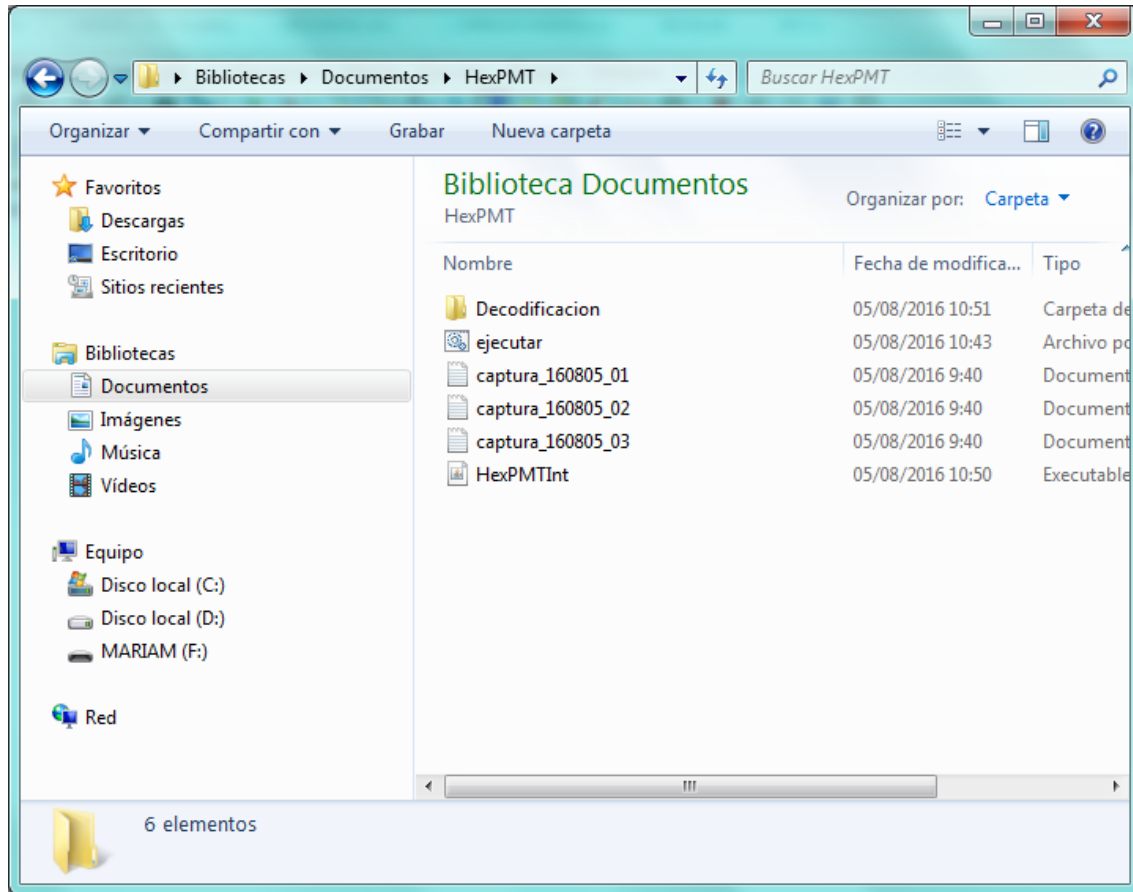
**Figura 127.** Decodificación completa.



**Figura 128.** Archivos de salida.

#### 4.2. Decodificación de los resultados de la corriente oscura del PMT

Nuevamente, la decodificación inicia a partir de la apertura del archivo ejecutar.bat.



**Figura 129.** Ubicación del algoritmo de decodificación de resultados de la corriente oscura del PMT.

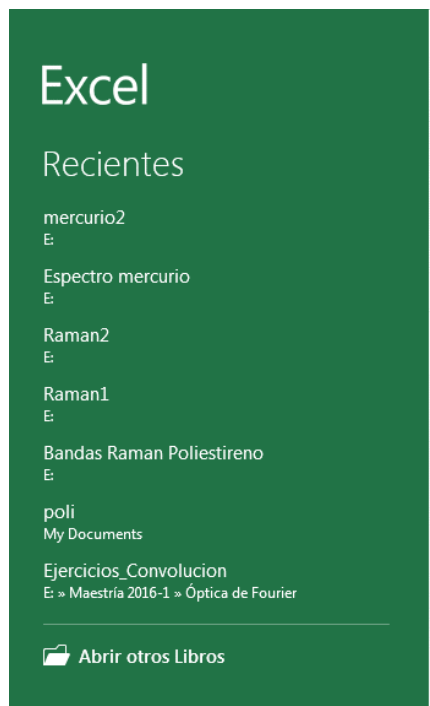
El proceso de decodificación ocurre de manera similar al algoritmo anterior y los resultados aparecen en la carpeta de “Decodificación”. Con respecto al algoritmo anterior, el algoritmo HexPMTInt sólo considera los pulsos que tengan un resultado validado del TDC entre 0 y 30 ns. La caracterización de la corriente oscura del PMT arroja a menudo resultados incompletos que son producto del ruido electrónico, así que los mismos se descartan y sólo se dejan los resultados que corresponden al pulso de interés.

La decodificación de los resultados del TDC arroja dos archivos, uno de texto para importar los resultados en Excel u otro programa, y otro ejecutable en Matlab para la visualización automática de los resultados.

### 4.3. Importar los datos de espectros obtenidos a Excel

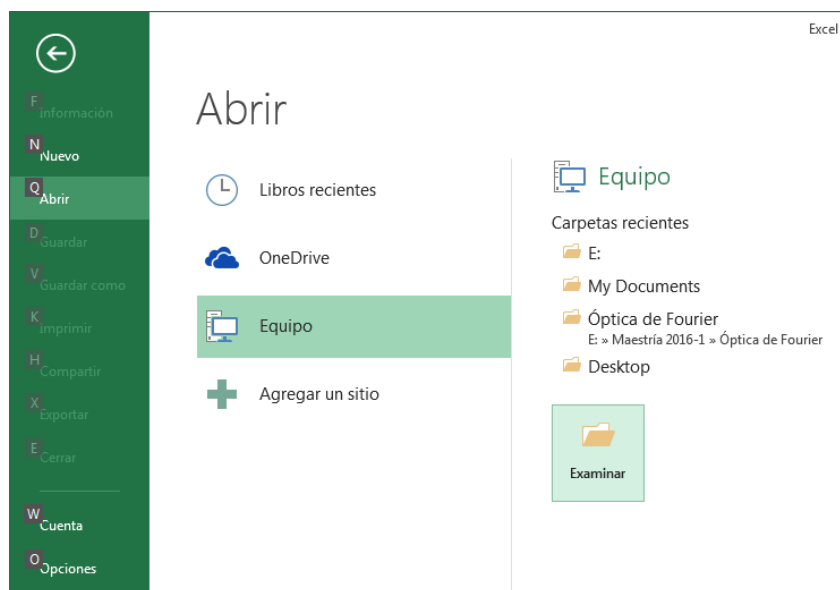
Para cualquier archivo TXT generado por el programa del monocromador, seguir los siguientes pasos:

1. Abrir Microsoft Excel.



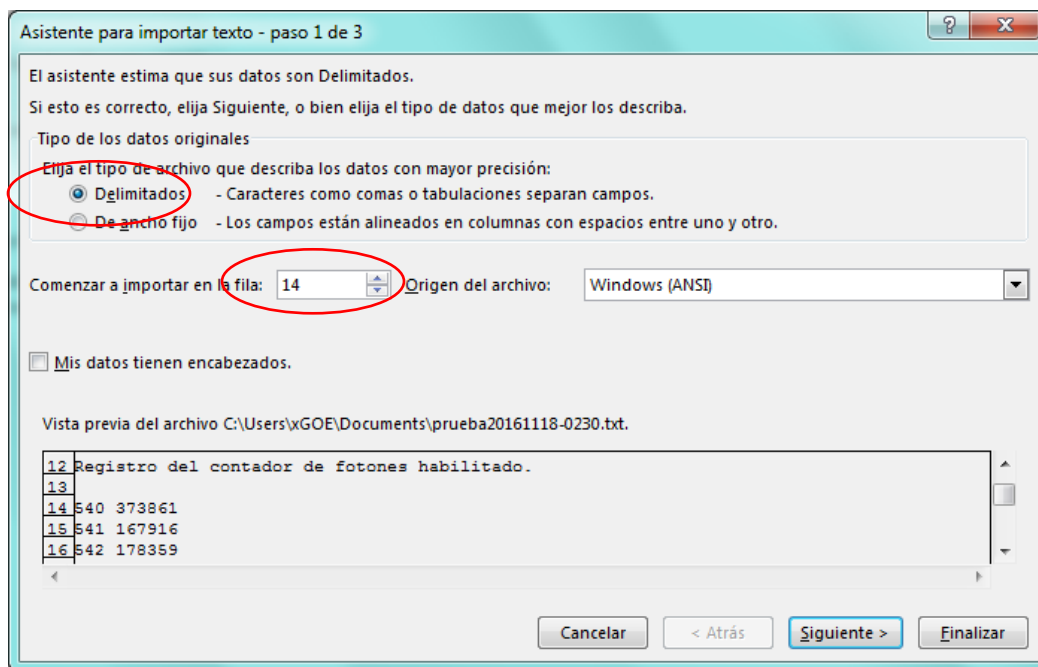
**Figura 130.** Inicio de Microsoft Excel.

2. Dar click en la opción **Abrir otros Libros**.
3. Buscar el archivo al pulsar **Equipo** -> **Examinar**.



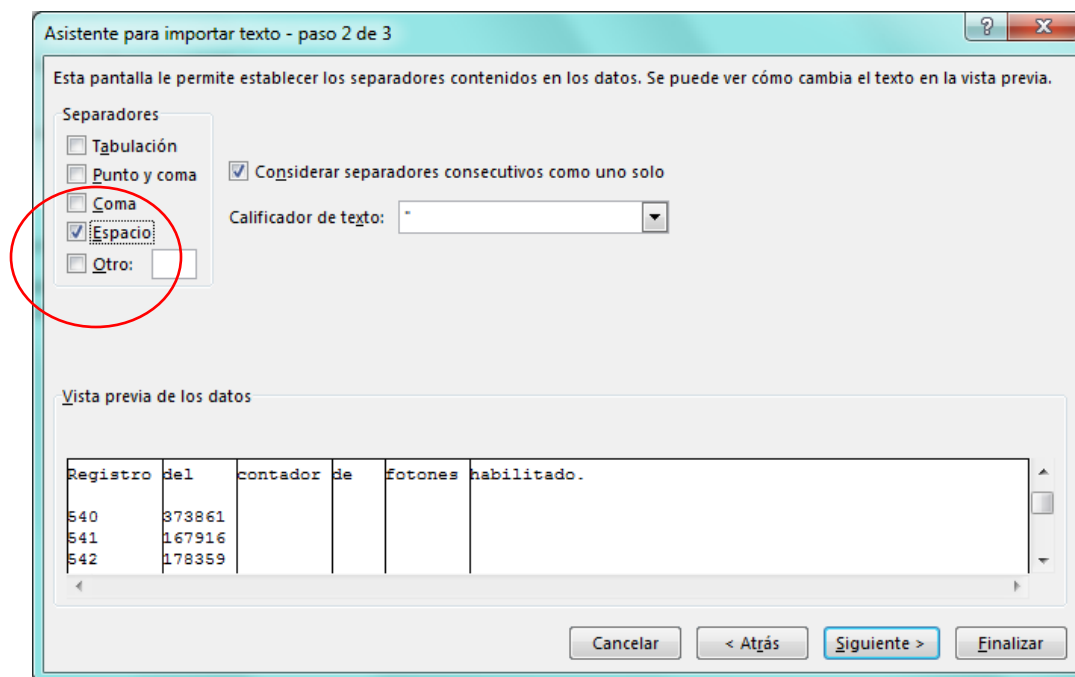
**Figura 131.** Búsqueda del archivo a importar.

4. Se abre automáticamente el asistente para importar texto. Seleccionar la opción de **Delimitados**. Comenzar a importar desde la fila 14 y dar click en **Siguiente >**.



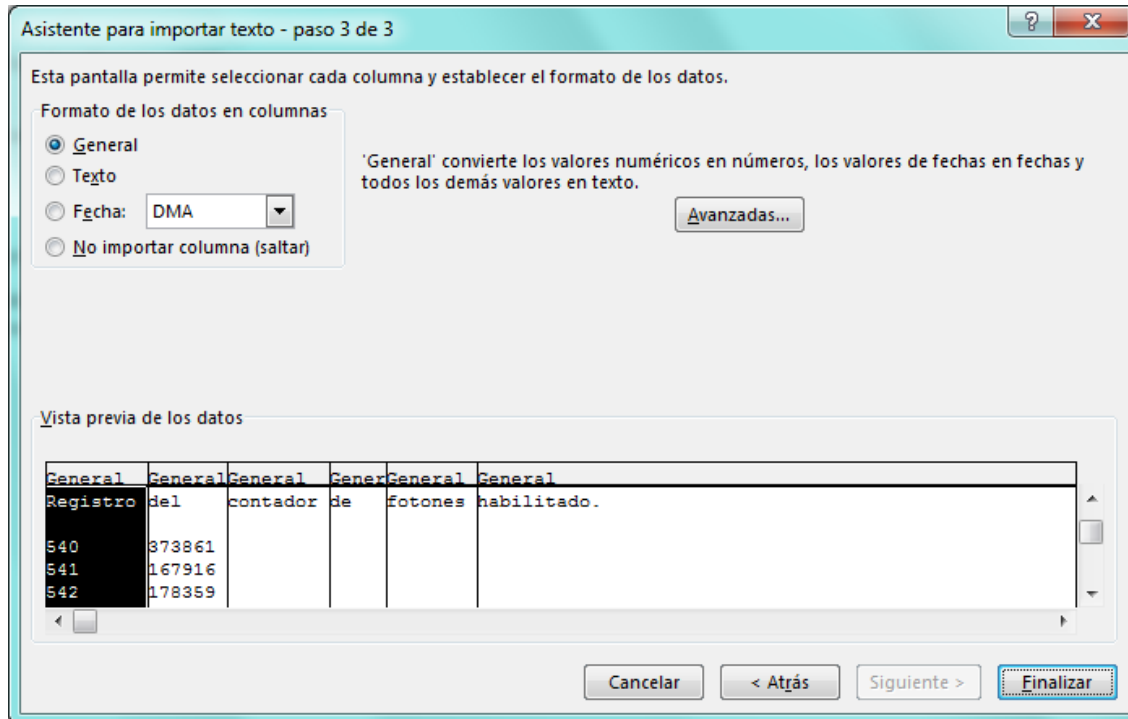
**Figura 132.** Primer paso del asistente para importar texto.

4. Seleccionar a **Espacio** como separador. Dar click en **Siguiente >**.



**Figura 133.** Segundo paso del asistente para importar texto.

5. No hacer nada más. Dar click en **Finalizar**.



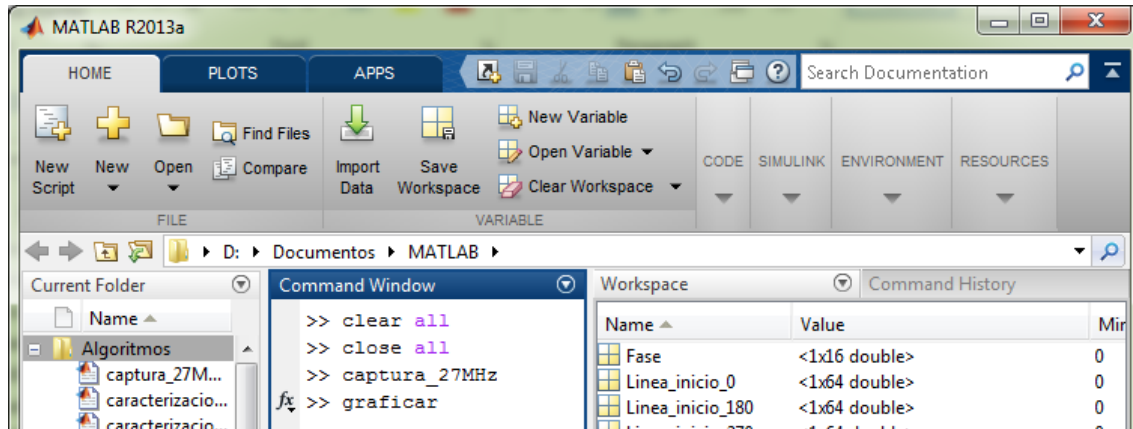
**Figura 134.** Cambio de formato de la columna de resultados de intensidad.



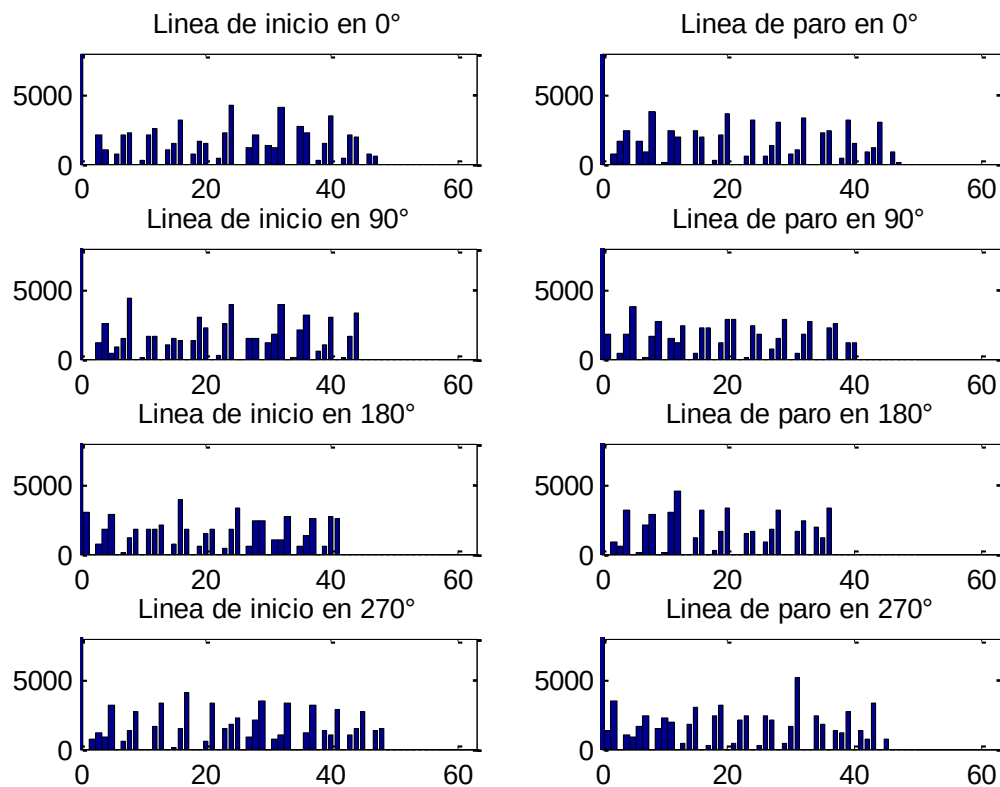


Luego de unos segundos, aparecen unas variables creadas para la visualización de los resultados.

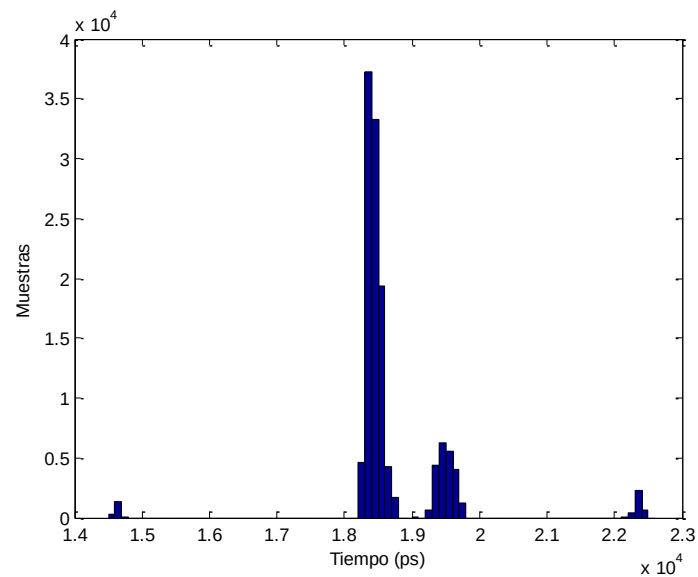
2. Escribir `graficar` y pulsar `Enter`. Esta función grafica las funciones de densidad de probabilidad de cada celda en las líneas de retardo, así como el espectro de tiempo.



**Figura 137.** Gráfica de los resultados del TDC.



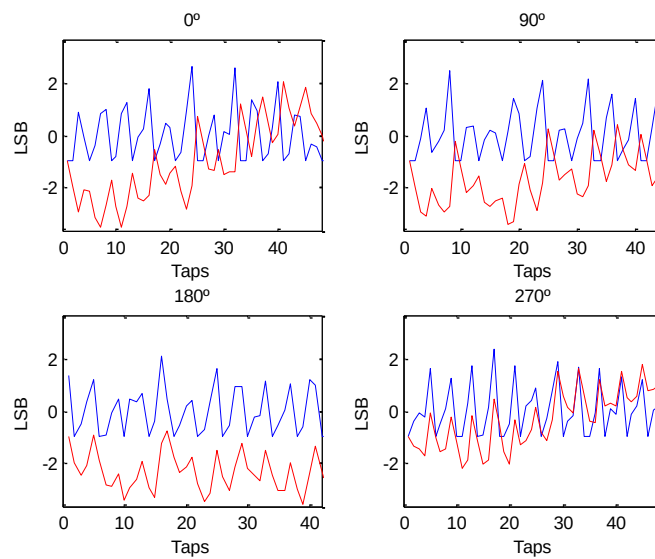
**Figura 138.** Ocupación de muestras por cada celda en las líneas de retardo.



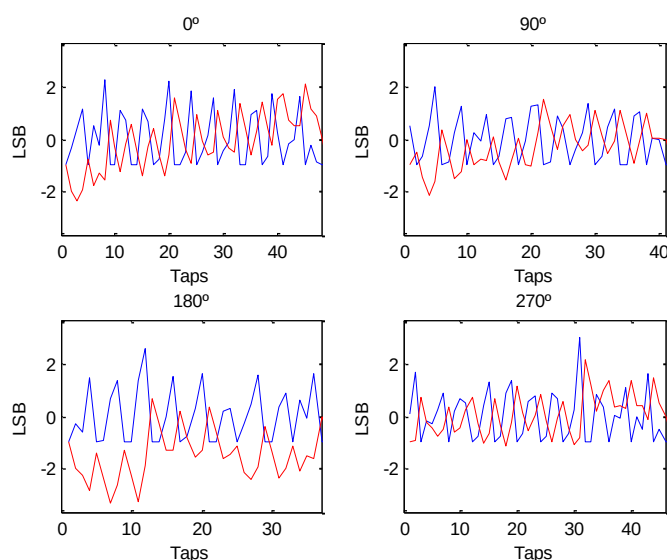
**Figura 139.** Espectro de tiempo generado.

#### 4.4.2. Hallar la no linealidad del TDC

Mientras haya un número de muestras lo suficientemente grande, se pueden obtener valores adecuados de la no linealidad del TDC. Se sigue este ejemplo con base en los resultados de la señal de 27 MHz. Para hallar y graficar la no linealidad hallada, escribir `caracterizacion` y pulsar `Enter`. La no linealidad diferencial se grafica en azul y la no linealidad integral se grafica en rojo.



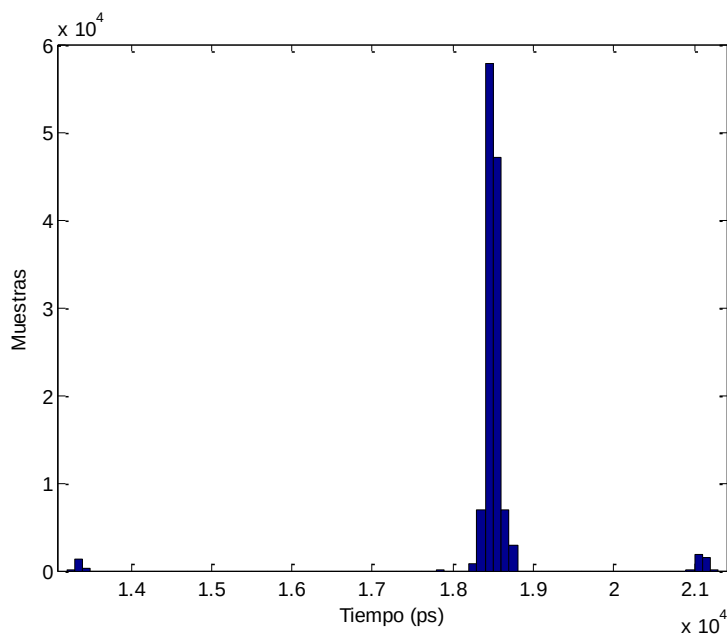
**Figura 140.** No linealidad en las líneas de inicio.



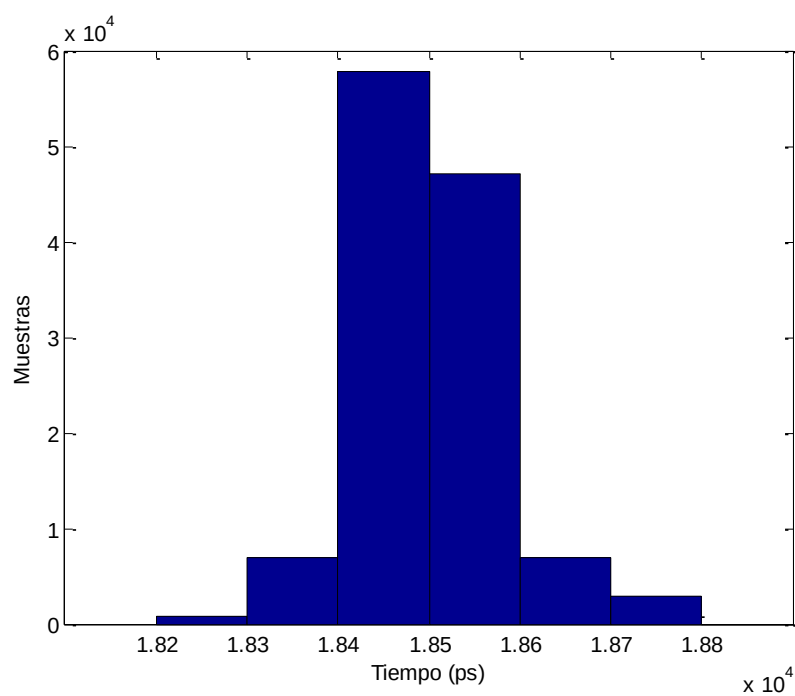
**Figura 141.** No linealidad en las líneas de paro.

#### 4.4.3. Mezcla de gaussianas

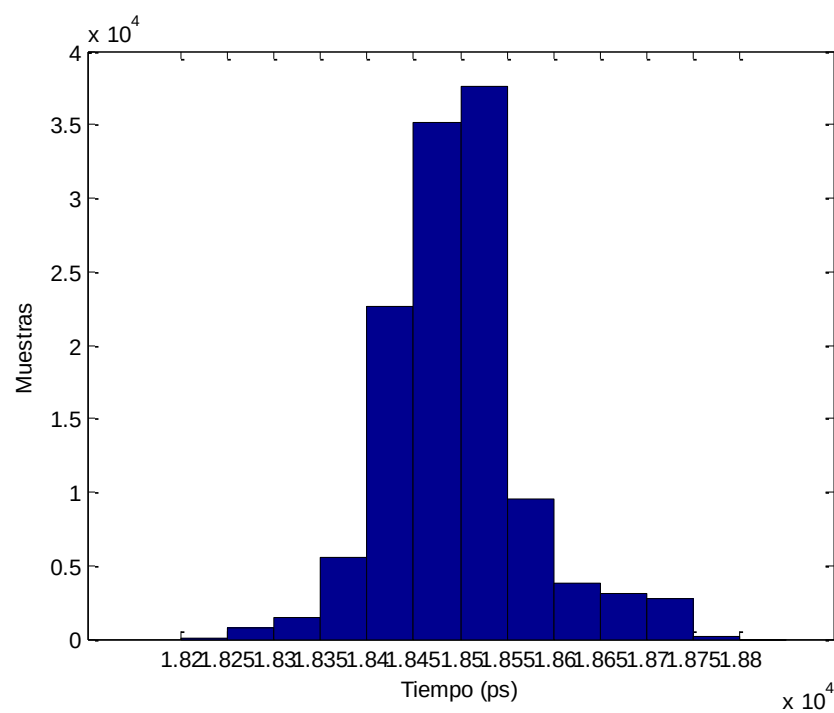
El espectro de tiempo del TDC debe ser refinado para que sólo aparezca un pico. Siguiendo con el mismo ejemplo, escribir `gaussiano_modelo` y pulsar `Enter`. Aparecen cuatro gráficas: (1) Fusión de núcleos, (2) y (3) de detalle (a 100 ps y 50 ps, respectivamente) y (4) una gráfica con la curva de ajuste gaussiano.



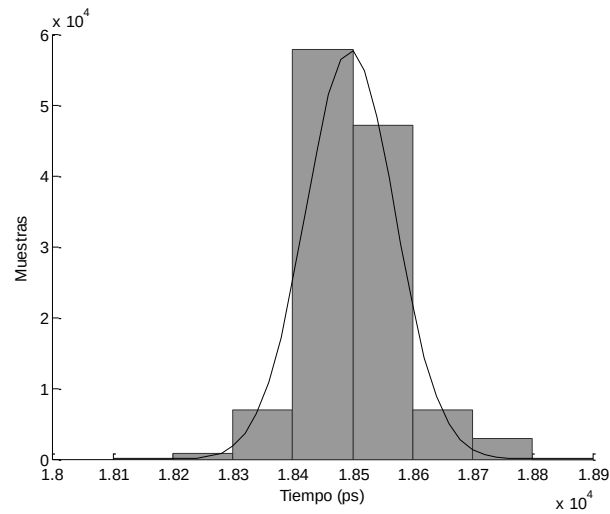
**Figura 142.** Fusión de núcleos.



**Figura 143.** Detalle de la fusión a divisiones horizontales de 100 ps.



**Figura 144.** Detalle de la fusión a divisiones horizontales de 100 ps.



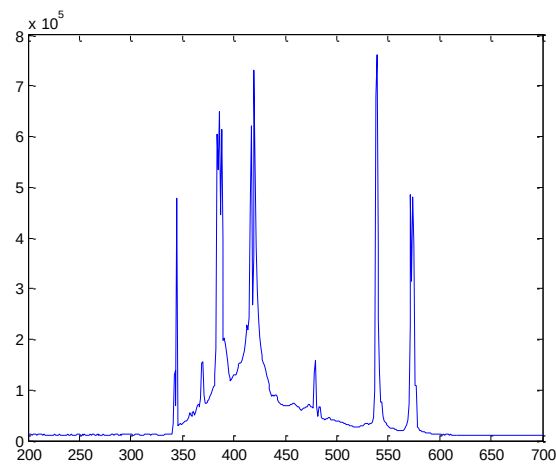
**Figura 145.** Espectro de tiempo refinado con ajuste gaussiano.

El promedio de los datos se visualiza al escribir `mean(Mezcla)` y la desviación estándar de los mismos se visualiza al escribir `std(Mezcla)`.

#### 4.4.4. Procesamiento de espectros con líneas espectrales o bandas Raman

Por ejemplo, se va a procesar un espectro obtenido de una lámpara de mercurio. A continuación, se describen los pasos de carga:

1. En la carpeta de Matlab, cargar las variables de `mercurio.mat` al escribir `load('mercurio.mat')` y luego `Enter`.
2. Escribir `plot(Hg(:,1),Hg(:,2))` y luego `Enter`. Aparece el espectro original:



**Figura 146.** Espectro de la lámpara de mercurio sin procesar.

Las operaciones internas de corrección de espectros se realizan para todos los resultados agrupados en forma de vectores: uno para la longitud de onda y otro para la intensidad. Por consiguiente, los resultados obtenidos deben organizarse de esa forma. A continuación, se describen los algoritmos existentes.

*compensarespectroag1 (red 1) y compensarespectroag2 (red 2):* Elabora corrección de longitud de onda mediante una función lineal, corrección de intensidad relativa y elimina el fondo.

Argumentos de entrada (en orden): Longitud de onda, Intensidad

Argumentos de salida (en orden): Longitud de onda, Intensidad

*compensarespectrobg1 y compensarespectrobg2:* Elabora corrección de longitud de onda mediante una función lineal y corrección de intensidad relativa.

Argumentos de entrada (en orden): Longitud de onda, Intensidad

Argumentos de salida (en orden): Longitud de onda, Intensidad

*Compensarespectrocg1 y compensarespectrocg2:* Elabora corrección de longitud de onda mediante una función lineal, únicamente.

Argumento de entrada: Longitud de onda

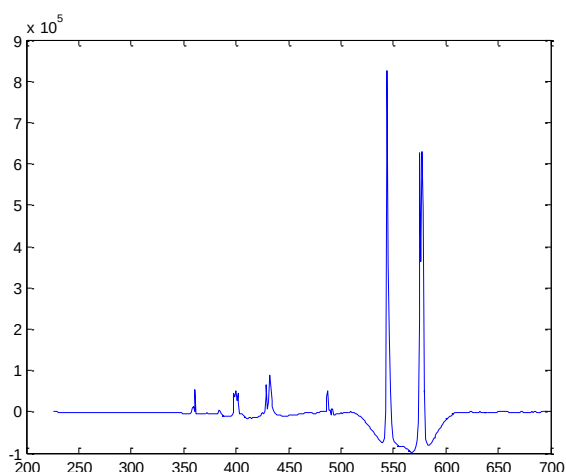
Argumento de salida: Longitud de onda

El espectro mostrado requiere corrección por longitud de onda, corrección de intensidad relativa y eliminación de la curva que eleva las bandas intermedias. Luego, se escribe la siguiente línea en Matlab:

```
[HgC(:,1),HgC(:,2)]=compensarespectroag1(Hg(:,1),Hg(:,2));
```

En ella, Hg(:,1) denota el vector de las longitudes de onda y Hg(:,2) denota el vector de intensidades. HgC(:,1) denota el vector de longitudes de onda corregidas y HgC(:,2) denota el vector de intensidades corregidas. Luego, se presiona `Enter`.

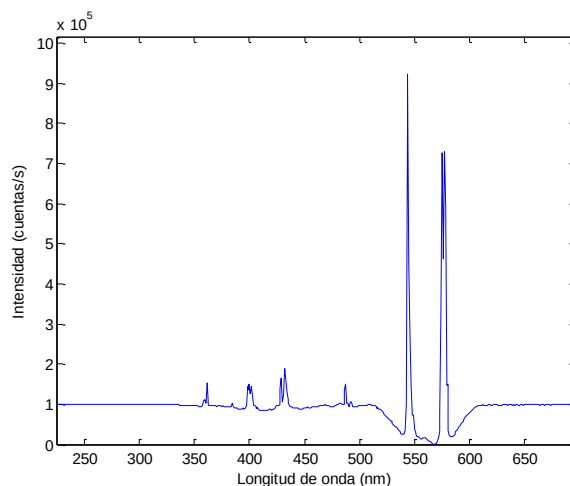
Los resultados se visualizan al escribir `plot(HgC(:,1),HgC(:,2))` y luego presionar `Enter`.



**Figura 147.** Espectro corregido.

El usuario puede centrar la gráfica y agregar etiquetas al digitar las siguientes líneas:

```
HgC(:,2)=HgC(:,2)-min(HgC(:,2)); %Nivelar los datos
plot(HgC(:,1),HgC(:,2))
axis([min(HgC(:,1)) max(HgC(:,1)) 0 max(HgC(:,2))*1.1])
xlabel('Longitud de onda (nm)')
ylabel('Intensidad (cuentas/s)')
```



**Figura 148.** Adecuación del espectro corregido.

Matlab significa “MATrix LABoratory” e invita a que el procesamiento de numerosos datos se haga a través de líneas sencillas. A través de esta sección de procesamiento de archivos de Matlab, se espera haber dado una introducción pequeña y amigable al usuario que no conozca la herramienta. Así mismo, se invita a que aprenda más a través de canales como Youtube o los tutoriales dados por la página oficial de Mathworks.