



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA
DE MÉXICO**

FACULTAD DE CIENCIAS

DISEÑO DE UN ESPECTRÓMETRO USB

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

FÍSICO

P R E S E N T A:

ALEMÁN HERNÁNDEZ FELIPE ADEMIR



**Dr. MATHIEU CHRISTIAN ANNE
HAUTEFEUILLE
2015**

Ciudad Universitaria, D. F.



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Agradecimientos

A la DGAPA UNAM por el apoyo económico otorgado a través del proyecto PAPITT IT100613 y PAPITT IN116914.

Al soporte económico otorgado durante la elaboración de este trabajo por CONACYT bajo el proyecto CB-2011 167631.

Al Dr. Antonio Juárez por el apoyo económico para la realización de este trabajo.

Al Dr. José Ignacio Jiménez Mier y Terán por sus útiles correcciones del presente trabajo.

Especial agradecimiento al Dr. Mathieu Christian Anne Hautefeuille por el apoyo constante en todos los aspectos y la motivación para realizar este trabajo.

Finalmente agradezco a mi madre por el apoyo de toda la vida y la ayuda ininterrumpida para concluir mi grado.

Contenido

Introducción.....	1
Planteamiento	2
Objetivos	2
Metodología.....	2
Capítulo 1: Óptica del espectrómetro	4
1.1 La red de Difracción	5
1.2 La configuración Czerny-Turner	6
1.3 Relación de dispersión	7
1.4 Aberraciones ópticas del sistema	8
1.5 Resolución espectral	9
1.6 FWHM del instrumento	11
1.7 Poder de resolución de la red	13
1.8 Apertura de entrada	14
1.9 Fibra óptica	15
Capítulo 2: Dispositivos de carga acoplada	17
2.1 Arquitectura CCD	18
2.2 Fotodetección	18
2.3 Recolección de carga.....	19
2.4 Transferencia de carga.....	20

2.5	Conversión de carga a voltaje.....	21
2.6	Respuesta y rendimiento del detector	21
2.7	Ruido en el detector CCD.....	24
Capítulo 3: Concepción del sistema.....		28
3.1	Requerimientos espectrales del sistema	29
3.2	Cálculo de los parámetros del sistema	30
3.3	Digitalización y simulación del sistema.....	31
3.4	Resultados.....	33
Capítulo 4: Diseño electrónico del espectrómetro.....		41
4.1	La tarjeta de desarrollo USB <i>Teensy3.1</i>	42
4.2	Control del sensor CCD	43
4.3	Digitalización de la señal	48
4.4	Caracterización de la adquisición.....	50
4.5	El amplificador de instrumentación.....	50
4.6	Circuito del sensor	53
4.7	Circuito principal	54
4.8	Resultados.....	57
Capítulo 5: Interfaz gráfica y control		60
5.1	Lenguaje y librerías de programación	61
5.2	Controles e indicadores de la GUI	62
5.3	Comandos del dispositivo	63
5.4	Protocolo de sincronización.....	64
5.5	Presentación de la interfaz	65
Conclusiones y recomendaciones.....		67
Apéndice I		70
Apéndice II.....		84
Apéndice III		90
Bibliografía.....		101

Introducción

La espectroscopia es el estudio de la interacción de la energía radiante con la materia. Es una herramienta fundamental en prácticamente todas las áreas de la ciencia moderna para el análisis de la composición de la materia. El análisis espectral consiste en la detección de la energía absorbida o radiada por un objeto físico. Se requiere de instrumentos especializados para realizar y caracterizar estos estudios. En este trabajo se plantea el diseño de un mini espectrómetro que puede ser desarrollado en un laboratorio usando herramientas de hardware y software fácilmente disponibles hoy en día.

La motivación de este trabajo viene de la idea de implementar un sistema de adquisición espectral versátil y portátil para uso en las aulas y laboratorios de la universidad y documentar el proceso para contar con un manual de diseño para futuros proyectos de investigación y docencia. Tratando de resolver la problemática de falta de equipos en los laboratorios de la Facultad de Ciencias se propone implementar el diseño aquí desarrollado utilizando las tecnologías actuales de impresión 3D.

A lo largo de este trabajo se describen y presentan las diversas herramientas que fueron necesarias para el desarrollo del proyecto. En el primer capítulo se plantean los objetivos y la metodología de estudio. El capítulo dos presenta una descripción matemática del dispositivo y presenta las ecuaciones fundamentales de diseño. En el capítulo tres se hace una revisión del funcionamiento del detector CCD y sus características principales. En el capítulo cuatro se presenta el desarrollo digital del espectrómetro con los resultados obtenidos utilizando software de trazo de rayos y las conclusiones obtenidas. El quinto capítulo presenta una revisión de la electrónica utilizada para construir la tarjeta de adquisición de datos del detector. En el sexto capítulo se describe la interfaz gráfica desarrollada y las herramientas utilizadas para la programación de la tarjeta de adquisición. Al final de los capítulos se presentan las conclusiones generales y recomendaciones de este trabajo.

Las gráficas, desarrollos en extenso y códigos de programación se presentan en tres apéndices al final. El apéndice I detalla y presenta las simulaciones realizadas y las gráficas de análisis. En el apéndice II se muestran los circuitos construidos para la electrónica del equipo y las gráficas de análisis de la señal relevantes para resolver los problemas que surgieron al realizar este trabajo. El apéndice III presenta el código de programación de la tarjeta de adquisición y el código Java de la interfaz gráfica.

Las figuras y tablas vienen numeradas por capítulo y número hasta el capítulo 5, posteriormente en las conclusiones y los apéndices que no tienen número de capítulo la numeración se reanuda únicamente con el número secuencial de la figura empezando en 1.

Planteamiento

En esta primera parte se plantea el objetivo y la metodología para el desarrollo del instrumento propuesto. Se expone la línea de diseño a seguir y las expectativas del trabajo.

Objetivos

El objetivo de esta tesis es sentar las bases para el desarrollo de un espectrómetro miniatura para su uso en la docencia e investigación académica, así como proveer un documento de diseño que sirva de referencia para futuros proyectos de esta índole. Se plantea un diseño accesible, comprensible, didáctico, replicable y versátil utilizando las herramientas computacionales actuales hoy en día.

El instrumento planteado debe cubrir un intervalo variable de aplicaciones en la física y áreas afines de las ciencias. Su configuración para una cierta tarea debe poderse realizar a partir del diseño original con mínimas modificaciones. Siguiendo esta línea se espera un espectrómetro de rango y resolución espectral variable bajo una misma configuración con un mínimo de piezas móviles y de alineación.

Metodología

El desarrollo de este trabajo comienza con una extensa documentación de diseño cotejando los documentos existentes sobre el monocromador tipo Czerny-Turner¹ y sus avances hasta la fecha. Se realiza una revisión de la teoría del instrumento y temas generales de óptica para la resolución del problema.

Los espectrómetros actuales hacen uso de los detectores CCD (charge-coupled device) para realizar el análisis espectral simultáneamente. Se realiza una extensa revisión de las características de este tipo de detector y la electrónica afín para su implementación.

¹ Czerny, M., Turner, A. F. (1930). "Über den astigmatismus bei spiegelspektrometern.". Zeitschrift für Physik 61 (11–12): 792–797.

Con el estudio y análisis realizado se elige atacar el problema desglosándolo en tres secciones principales: a) Probar la verosimilitud del espectrómetro propuesto en los objetivos y plantear el diseño real. b) Planteamiento y desarrollo del sistema de detección en base a una comparación con los instrumentos comerciales y la documentación existente. c) Desarrollo de la interfaz de control y adquisición usando herramientas de programación libres.

En el apartado a) se procede a realizar un sistema simulado por computadora por el método de trazo de rayos de la óptica geométrica. Con esto se corrobora la teoría estudiada y se encuentran resultados útiles para el diseño.

Para el apartado b) se busca el circuito mínimo para desarrollar la tarjeta de adquisición. Se eligen herramientas de bajo costo y de uso sencillo que no retrasen innecesariamente el desarrollo. Mediante la experimentación se prueba el circuito propuesto y se concluyen nuevas ideas para el diseño.

En el apartado c) se desarrolla un entorno gráfico con las tareas mínimas que debe realizar un espectrómetro. Este apartado se concluye con la comunicación entre el dispositivo de adquisición y un ordenador personal dejándose abierto para la retroalimentación posterior a fin de añadir posibilidades a la interfaz según las tareas específicas requeridas.

Capítulo 1

Óptica del espectrómetro

La finalidad de un espectrómetro es separar la luz de una fuente en sus componentes espectrales para poderla analizar. Existen diversos métodos para lograr dicha tarea, el principio físico que compete al presente trabajo es la separación de la luz por difracción. Dentro de la categoría de espectrómetros por difracción la configuración más común por su bajo costo y alta estabilidad es la del tipo Czerny-Turner (C-T). En este capítulo se presenta la teoría básica necesaria para el entendimiento de la óptica del sistema tipo C-T acoplado a fibra óptica, así como las características del mismo.

5.1 La red de Difracción

Cuando un haz monocromático incide en una red de difracción, éste se difracta en un conjunto predecible de ángulos discretos. Dicho ángulo depende de la longitud de onda incidente en la red. El éxito de una red de difracción radica en el hecho de que a cada longitud de onda λ le corresponde un conjunto de ángulos discretos, típicamente hasta 3 o 4, bien definidos y predecibles matemáticamente.

La red de difracción es análoga a un conjunto muy grande de rendijas paralelas muy cercanas entre sí. La ecuación fundamental de la red puede ser deducida analizando la diferencia de camino óptico de forma geométrica o por el método de suma de amplitudes complejas (Jenkins, 2001, págs. 355-360) y viene dada por:

$$\sin \alpha + \sin \beta = Gm\lambda \quad (1)$$

donde α es el ángulo de incidencia a la red, β el ángulo de difracción a una longitud de onda dada λ , la constante de la red es G que usualmente es medida en líneas/mm y es el inverso del periodo de la red d , y m es un número entero que representa el orden de la difracción, cuando $m=0$ la reflexión es especular y no hay difracción de la luz. En esta ecuación las únicas variables son β y λ , el resto son parámetros constantes del sistema.

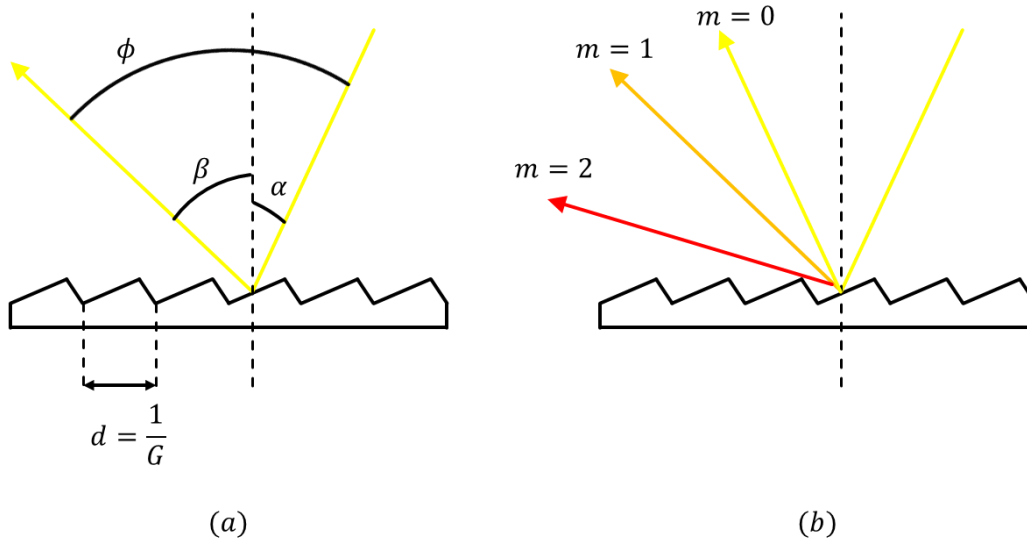


Fig. 5.1.- Red de difracción. (a) Rayo incidente en amarillo y su dispersión. (b) Efecto del orden de difracción para un mismo haz monocromático.

Es conveniente reescribir la ec. (1) como función del ángulo de incidencia y en términos del ángulo de deflexión total ϕ como:

$$\alpha = \sin^{-1} \left(\frac{\lambda_c G}{2 \cos(\phi/2)} \right) - \frac{\phi}{2} \quad (2)$$

donde $\phi = \alpha + \beta$. La ecuación (2) se obtiene a partir de (1) despejando el ángulo de incidencia α .

La ec. (2) es la base de construcción del espectrómetro de red plana y a partir de ella se deducen las características del sistema.

5.2 La configuración Czerny-Turner

La configuración típica tipo C-T (McClure, 2014) consta de una rendija de entrada que limita la resolución y el eficiencia óptica del sistema, un elemento de colimación, una red de difracción y un elemento de enfoque que proyecta la imagen difractada en el plano focal del sistema.

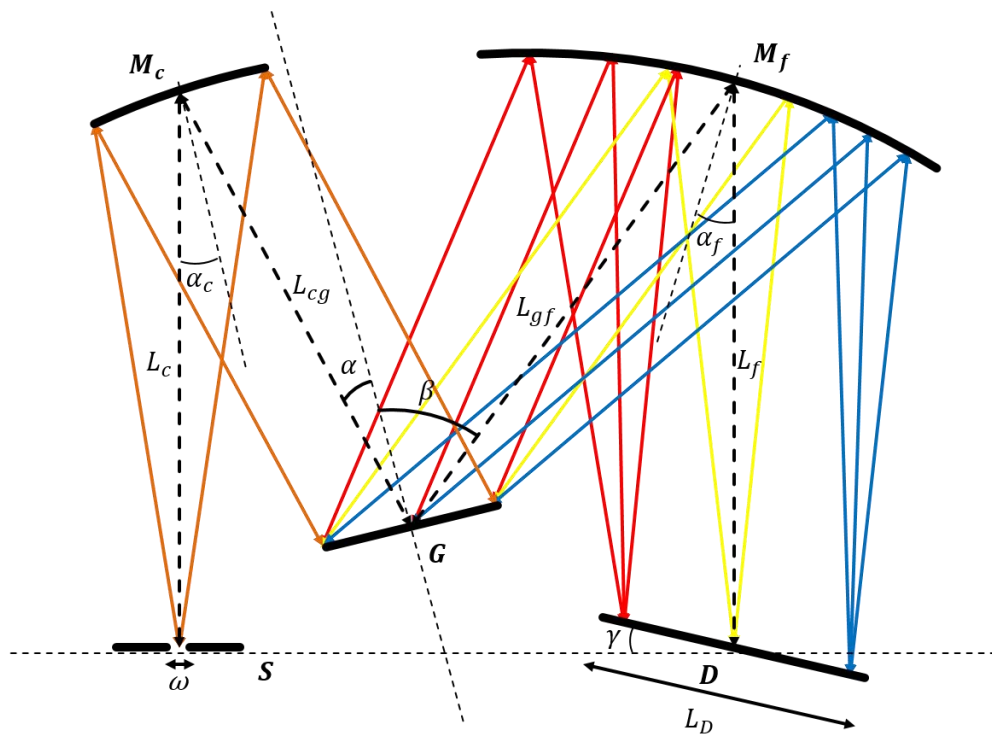


Fig. 5.1.- Esquema del sistema clásico tipo Czerny-Turner

Dentro de los espectrómetros tipo C-T, el más común es el mostrado en la Fig.1.1. En esta construcción los elementos ópticos son reflectivos por lo que este modelo carece de aberración cromática. La rendija de entrada S tiene una apertura de ancho ω que típicamente varía entre $10\mu\text{m}$ y hasta 1mm . Los elementos de colimación y enfoque son dos espejos esféricos M_c y M_f

respectivamente. El resto de los elementos son la red de difracción G y el detector D de longitud L_D . Las distancias inter-componentes se muestran en la Fig.1.1 y están denotadas con la letra L más un subíndice de distinción. El parámetro γ es el ángulo que se inclina el plano focal para obtener el mejor foco a lo largo de todo el espectro y es un parámetro que usualmente se ajusta experimentalmente.

5.3 Relación de dispersión

Tomando la diferencial de la ecuación (1) con respecto a λ obtenemos la relación de dispersión, que representa el cambio en el ángulo de difracción por unidad de longitud de onda:

$$d\beta \cos \beta = Gm d\lambda \quad (3)$$

$$Disp = \frac{d\beta}{d\lambda} = Gm \sec \beta \quad (4)$$

De esta ecuación se observa que al aumentar la densidad de líneas por milímetro G de la red la dispersión angular aumenta, esto quiere decir que la separación angular entre dos longitudes de onda cercanas λ y $\lambda + \delta \lambda$ aumentará linealmente con G .

Multiplicando la ec. (4) por la distancia focal del sistema obtenemos la relación de dispersión lineal

$$\frac{dx}{d\lambda} = Disp * L_f = GmL_f \sec \beta \quad (5)$$

El ángulo de difracción β para una configuración dada cambia para cada longitud de onda, por tanto la dispersión lineal y angular del sistema es distinta para cada λ , no obstante para ángulos de difracción pequeños y pequeñas variaciones de este la dispersión lineal puede considerarse constante y su valor se calcula para el ángulo de difracción correspondiente a la longitud de onda central del espectro dispersado λ_c . Esto nos da una útil ecuación para estimar la longitud transversal L_D de la imagen difractada para un rango espectral específico:

$$\Delta x = L_D = GmL_f \sec \beta \Delta \lambda \quad (6)$$

Es también común usar el inverso de la dispersión lineal P , comúnmente medido en nm/mm:

$$P = \frac{\cos \beta}{GmL_f} \quad (7)$$

P es una medida de cuantos nanómetros del espectro se repartirán en cada milímetro del plano imagen del espectrómetro y es un valor típico dado por los fabricantes de espectrómetros. Al aumentar P la imagen espectral se vuelve más detallada aumentando la resolución del sistema.

5.4 Aberraciones ópticas del sistema

Los rayos no paraxiales de un sistema pueden devolver una imagen degradada a la salida si estas no se compensan de alguna manera. Entre mayores son los ángulos de campo, como es el caso de la configuración Czerny-Turner, las aberraciones ópticas se vuelven más notorias en detrimento de la resolución del espectrómetro.

La imagen formada por el sistema Czerny-Turner es una estructura formada por varios tipos de aberraciones (Lori B. Moore, 2008). Las cinco aberraciones principales son la coma, astigmatismo, distorsión, aberración esférica y curvatura de campo que se describen con la teoría óptica de 3° orden de Seidel (Schwarzschild, 1905).

Los coeficientes que describen las aberraciones primarias para un espejo esférico de radio R y distancia a la pupila Z se presentan a continuación (James, 2007, págs. 37-38) (James, 1994):

Coeficiente de aberración esférica:

$$\mathbf{B} = \frac{1}{2R^2} \quad (8)$$

Coeficiente de distorsión

$$\mathbf{E} = \frac{Z^3}{R^3} - \frac{3Z^2}{R^2} + \frac{2Z}{R} \quad (9)$$

Coeficiente de coma

$$\mathbf{F} = \frac{Z}{R^3} - \frac{1}{R^2} \quad (10)$$

Coeficientes de astigmatismo

$$\mathbf{C} = \frac{1}{R} + \frac{2Z}{R^2} + \frac{Z^2}{R^3} \quad (11)$$

$$\mathbf{D} = \frac{2Z}{R^2} + \frac{Z^2}{R^3} \quad (12)$$

Curvatura de campo tangencial y sagital

$$\mathbf{C}_t = 4\mathbf{C} + 2\mathbf{D} \quad (13)$$

$$\mathbf{C}_s = 2\mathbf{D} \quad (14)$$

La anulación de cualquiera de estos coeficientes implica la eliminación de la aberración correspondiente.

El juego de ecuaciones anteriores detalla algunos resultados aproximados que son generalmente utilizados en el diseño de espectrómetros y sistemas ópticos con superficies esféricas en general.

Si $Z=-2f$ se obtiene la condición de cámara de Schmidt que elimina todas las aberraciones (Qingsheng Xue S. W., 2009) (Qingsheng Xue S. W., 2008) a excepción de la curvatura de campo que resulta en $-1/f$.

Si $Z=-0.843f$ el coeficiente de curvatura de campo tangencial es cero (Mielenz, 1964). Para diseños compactos este valor es típicamente utilizado.

El círculo de mínima confusión dado por la aberración esférica viene dado por (James, Spectograph Design Fundamentals, 2007, pág. 30)

$$\Delta = \mathbf{B} \frac{D^3}{4} = \frac{D^3}{8R^2} = \frac{D}{32f/\#} \quad (15)$$

En donde D corresponde al radio de la apertura del elemento y Δ determina el ensanchamiento del spot debido al uso de espejos esféricos. De esta relación se observa que al aumentar la apertura numérica la aberración esférica disminuye. La aberración esférica es la única que permanece constante sin importar la alineación del sistema y es completamente eliminada usando espejos parabólicos.

5.5 Resolución espectral

La resolución óptica de un espectrómetro es definida como la mínima diferencia en longitud de onda que es capaz de resolver. Algunos fabricantes reportan la resolución como el mínimo ancho

de banda o FWHM (Full Width at Half Maximum) alcanzable por el instrumento. En espectroscopia el FWHM se define como la extensión en nanómetros de la función de intensidad contra longitud de onda para una fuente cuasi monocromático al 50% de su intensidad.

La red de difracción, el ancho de la apertura de entrada y la distancia focal de los espejos son los parámetros que determinan qué tanto se separarán dos líneas espectrales sobre el plano focal del espectrómetro.

Al aumentar el parámetro de red G se aumenta la separación entre las líneas espectrales sobre el detector, pero las restricciones geométricas del sistema reducen el rango espectral total que podrá ser adquirido simultáneamente.

La imagen de la apertura de entrada proyectada sobre el detector es resoluble para dos líneas espectrales si al menos existe un pixel de separación entre ambas. Reduciendo la apertura de entrada del sistema se reduce su imagen sobre el plano focal. Al reducir la apertura se aumenta la resolución del sistema a costa de disminuir el flujo de energía entrante.

Para una apertura fija la dispersión espacial del espectro y la resolución aumenta con la distancia focal de los espejos. Números- f grandes permiten ángulos de inclinación de los componentes pequeños, lo que reduce en gran medida las aberraciones ópticas del sistema y ayuda a conservar el tamaño y forma de la imagen de la apertura de entrada sobre el plano focal a costa de reducir la entrada de energía radiante al sistema. Para diseños compactos el $f/\#$ suele tener un valor entre 2 y 8².

La mejor resolución del espectrómetro se obtiene cuando el FWHM del instrumento para una línea monocromática se empata con el valor mínimo distinguible por el detector, *i.e.*, tres pixeles. La resolución, el rango espectral y el flujo requerido (apertura) deben escogerse de acuerdo al tipo de aplicación deseada. La Tabla 1 ofrece una rápida mirada a los parámetros típicos necesarios para algunas aplicaciones comunes.

Tabla 1.- Algunos valores típicos de los parámetros del espectrómetro y la resolución requerida según su aplicación (Avantes Spectroscopy).

Aplicación	Parámetro de red (líneas/mm)	Rango espectral (nm)	Apertura (μm)	Resolución* (nm)
Biomédica	600	500-1000	50	1.2
Quimiometría	300	200-1100	50	2.0
Colorimetría	600	360-780	200	4.1
Fluorescencia	600	350-1100	200	8.0
Azúcar	300	800-1100	50	5.4

² Espectrómetros OceanOptics, Avantes y Horiba.

Gemología	300	350-1100	25	1.4
Alta resolución	1800	600-700	10	0.05
Alta sensibilidad	300	200-1100	200	10.0
Irradiancia	300	200-1100	50	2.8
Diodo láser	1200	600-800	10	0.1
LED	300	350-1100	25	1.4
Raman	1800	780-930	25	0.2
Películas delgadas	300	200-1100	75	4.1
Alto rango	300	200-1100	25	1.4
NIR	100-200	1000-2500	50	10.0
* FWHM típico de la aplicación				

5.6 FWHM del instrumento

El paso de banda es el parámetro usual para medir la habilidad del instrumento para separar dos líneas espectrales adyacentes y se define a partir del FWHM del instrumento.

El paso de banda del espectrómetro se puede entender como el mínimo intervalo espectral que el instrumento es capaz de aislar. Depende de muchos factores incluyendo la naturaleza de la fuente emisora, el ancho de la red de difracción y su densidad de líneas/mm, las aberraciones ópticas del sistema, las aperturas de entrada y salida del sistema, la resolución espacial del detector, calidad óptica de los componentes, alineación y fenómenos de difracción.

El *perfil de línea instrumental* o del instrumento se define como el ensanchamiento espectral que introduce el sistema a una línea perfectamente monocromática. Experimentalmente puede determinarse razonablemente usando una fuente láser unimodal y graficando la longitud de onda contra la intensidad en el plano focal del sistema. La Fig. 5.1 muestra el efecto típico del perfil de línea instrumental.

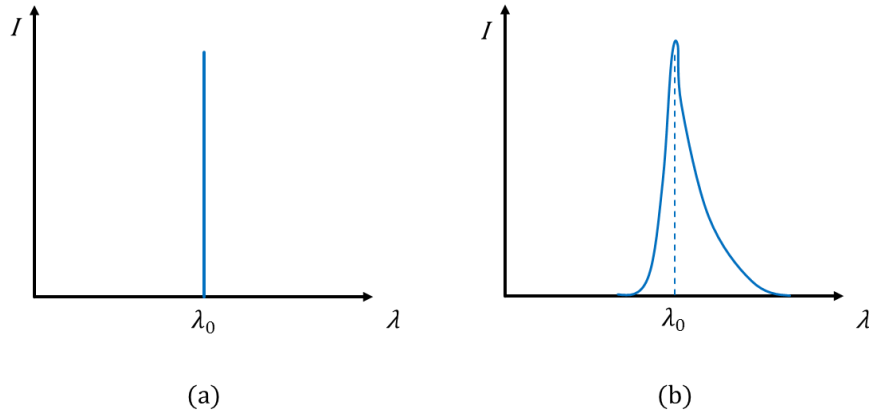


Fig. 5.2.- (a) Espectro de una línea monocromática ideal tomada por un instrumento ideal. (b) Espectro de una línea monocromática ideal tomada por un instrumento real.

Cualquier estructura espectral real tiene un ensanchamiento natural y puede modelarse como la suma infinita de líneas monocromáticas ideales. El perfil real $E(\lambda)$ mostrado por el espectrómetro es la convolución del perfil de línea instrumental $I(\lambda)$ y el perfil natural de la línea $N(\lambda)$.

$$E(\lambda) = I(\lambda) * N(\lambda) \quad (16)$$

A su vez el perfil de línea instrumental puede separarse en sus componentes debidas a la apertura de entrada $S(\lambda)$ y a sus influencias debidas al resto de elementos del sistema $R(\lambda)$.

$$I(\lambda) = S(\lambda) * R(\lambda) \quad (17)$$

En la práctica el FWHM del total instrumento puede ser aproximado por la siguiente relación (Lerner, 2006):

$$\text{FWHM}_{total} = \sqrt{\text{FWHM}_N^2 + \text{FWHM}_R^2 + \text{FWHM}_S^2} \quad (18)$$

donde los subíndices N , R y S relacionan el paso de banda con los perfiles introducidos arriba, $N(\lambda)$, $R(\lambda)$, $S(\lambda)$.

En la mayoría de las aplicaciones los espectrómetros no son usados en su límite de resolución y el FWHM de la fuente suele empatarse o estar por debajo del introducido por la apertura del sistema por lo que la influencia de la apertura de entrada domina el perfil real capturado por el instrumento (Lerner, 2006). Las aberraciones ópticas pueden sin embargo ser bastante significativas en un mal diseño y reducir notoriamente la resolución.

5.7 Poder de resolución de la red

El poder de resolución óptico es la capacidad de un sistema o elemento de resolver las características y bandas de un espectro electromagnético en sus componentes individuales y se define como

$$R = \frac{\lambda}{\Delta\lambda} \quad (19)$$

donde $\Delta\lambda$ es el mínimo paso de banda distinguible por el instrumento óptico a una longitud de onda dada λ .

Consecuentemente el poder de resolución se define para una longitud de onda específica y en general varía con ésta, un valor mayor de R implica una resolución mayor del instrumento.

Para una red de difracción el poder de resolución aumenta con el número de elementos de difracción o surcos de esta, con el orden de difracción m y con la constante de la red G y se puede expresar como (Jenkins, 2001, pág. 338):

$$R = mN \quad (20)$$

donde N es el número de líneas iluminadas de la red.

Una relación útil surge de sustituir el valor de m dado por la ec. (20) en la ecuación de difracción de la red, ec. (1):

$$R = \frac{Nd(\sin \alpha + \sin \beta)}{\lambda} = \frac{w(\sin \alpha + \sin \beta)}{\lambda} \quad (21)$$

La ec. (21) solamente depende de la geometría del sistema y del ancho de la red. Esta ecuación enmascara la dependencia del orden de difracción en la resolución, para una longitud de onda dada el ángulo β aumenta con el orden m según la ec. (1), y por tanto R , los espectrómetros de más alta resolución suelen operar en ordenes mayores a 1 para aumentar el espaciamiento entre líneas espectrales (Jenkins, 2001, pág. 360).

La ec. (21) también hace explícito otro parámetro importante para aumentar la resolución del sistema. El parámetro N está relacionado con el tamaño de la red por la relación $Nd=w$, donde w es el ancho de la red. Entonces al aumentar el tamaño de la red la resolución aumenta.

5.8 Apertura de entrada

La apertura de entrada del sistema es el factor que más afecta el FWHM del espectrómetro si las aberraciones ópticas son pequeñas.

Al disminuir la apertura de entrada la resolución obtenida por el sistema aumenta hasta llegar a un valor mínimo dado por el FWHM del perfil de línea del resto de los componentes del sistema y las aberraciones ópticas. Típicamente la apertura de entrada tiene un valor mínimo de hasta $10\mu\text{m}$ antes de llegar a ser impráctico para la espectroscopia. El paso de banda producido únicamente por la influencia de la apertura de entrada en el plano focal del instrumento puede calcularse razonablemente por la ecuación (Lerner, 2006):

$$\text{FWHM}_s = (\text{Disp} * L_f)\omega_s \quad (22)$$

donde ω_s es el ancho de la imagen de la apertura de entrada, o la *apertura de salida* del sistema y se ha hecho uso de la relación de dispersión, ec. (4). La ecuación (22) no es otra cosa que la dispersión lineal del espectrómetro multiplicada por la imagen magnificada de la apertura de entrada.

Si la relación focal de ambos espejos es la misma, como usualmente es el caso, entonces la magnificación M del sistema Czerny-Turner se puede simplificar como

$$M = \frac{\omega_s}{\omega} = \frac{L_c \cos \alpha}{L_f \cos \beta} \quad (23)$$

Donde ω es el ancho de la apertura de entrada del sistema.

De las ecuaciones (4), (22) y (23) se deduce la siguiente expresión para el paso de banda

$$\text{FWHM}_s = \frac{\omega_s \cos \alpha}{kNL_c} \quad (24)$$

Esta útil relación da un límite más real a la resolución alcanzable por el sistema.

5.9 Fibra óptica

Utilizar fibras ópticas permite modularidad y flexibilidad en los espectrómetros. El núcleo interno de la fibra puede variar desde unas cuantas micras hasta aperturas de un milímetro, pudiendo reemplazar la rejilla de entrada en los instrumentos clásicos.

Existen diversos materiales con los cuales se fabrican fibras ópticas, para el caso de la espectrometría se requiere de un material de baja absorción en el rango UV-VIS-NIR por lo que el silicio es la opción adecuada.

El principio físico de funcionamiento de la fibra óptica es la reflexión interna total (NewPort, 1999). Cualquier rayo que incida a un ángulo con la normal mayor al ángulo de reflexión interna total de la fibra quedará confinado dentro de esta y podrá viajar por la guía con pérdidas menores. Esta condición define conjunto de campos ópticos de aceptación de la fibra (Fig. 5.3).

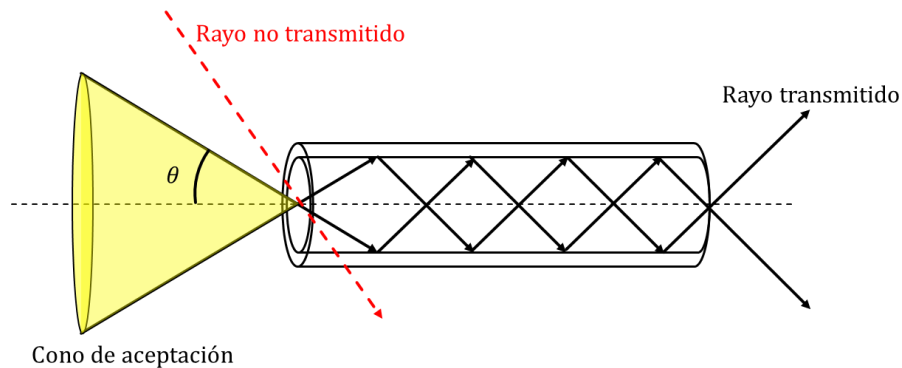


Fig. 5.3.- Esquemático de una fibra óptica. Cualquier rayo que entre a la fibra a un ángulo fuera del cono de aceptación será parcialmente transmitido hacia a fuera en cada reflexión y no viajará a lo largo de la guía.

Para una fuente difusa la energía total colectada por un sistema óptico, (irradiancia) \times (área del campo) \times (ángulo sólido) sostenido por la pupila es una constante que recibe el nombre de *étendue* (James, 2007, pág. 24), por lo que la mayor eficiencia de la fibra se obtiene colocando la terminal de entrada justo en frente de la fuente emisora. No es posible colectar más luz de una fuente difusa que la que entra colocando la fibra directamente junto a esta sin ninguna óptica adicional, entonces eligiendo la fibra con el mayor diámetro de núcleo y mayor apertura numérica se obtiene el mayor rendimiento, naturalmente esto compromete la resolución del sistema dado que la apertura del sistema aumenta.

La fibra óptica se compone de 3 elementos básicos: *núcleo*, *revestimiento* y *recubrimiento* (NewPort, 1999).

El núcleo es un cilindro de sílice desde unas cuantas micras hasta 1 milímetro de espesor por el cual viaja la luz. El agua tiene fuertes picos de absorción en el NIR, por lo que en fibras que funcionen en el VIS/NIR el contenido de OH del núcleo debe ser menor a 2 ppm. Para fibras utilizadas en el UV/VIS

y hasta 230nm el contenido de OH puede ser de 600-1000 ppm³. Estos dos tipos de fibras son llamados de alto OH y bajo OH.

El revestimiento es un cilindro coaxial de sílice dopado con un índice de refracción ligeramente menor al del núcleo que se coloca alrededor de éste en contacto directo. El revestimiento junto con el núcleo es en sí la fibra.

Sin una protección adicional la fibra es fácilmente quebradiza. Para evitar daños a la fibra se añade un recubrimiento de polietileno que da resistencia mecánica y en general determina las condiciones en las cuales la fibra puede ser utilizada sin ser dañada.

La fibra se introduce en un cable plástico y se añaden conectores de interfaz a los extremos para su comercialización. Los conectores son diversos y pueden ser bastante complejos pero en general el diseño consta de una carcasa de protección, el cuerpo del conector con su sistema de anclaje y un cilindro cerámico llamado férula a lo largo del cual se monta la fibra y que queda inmerso dentro del conector. El extremo final de la fibra llega hasta el final de la férula y a partir de ahí la entrada o salida de luz. Los conectores de terminación de fibra óptica que son utilizados en espectroscopia son los de tipo SMA y FC⁴.

³ Valores comparados del catálogo de productos de Thorlabs y Avantes.

⁴ OceanOptics, Horiba y Avantes. Esta norma es usada en general por todas las áreas científicas.

Capítulo 2

Dispositivos de carga acoplada

El espectro difractado por el espectrómetro es captado por un sensor de imagen de arquitectura CCD de algunos centímetros de largo y de centenas de micras de alto para obtener una buena resolución espacial y captar la mayor cantidad de luz dispersada. La señal de salida del sensor es una onda en voltaje de pulsos variables, donde cada pulso representa el valor de incidencia lumínica sobre alguno de los pixeles del sensor.

El detector más utilizado en el rango del visible es el de estado sólido de silicio cuya longitud de onda de corte correspondiente al límite del *bandgap* del Si que es cercana a 1100 nm, por encima de esta longitud de onda el detector es transparente. Para la región del NIR se utilizan usualmente PDA's (PhotoDiode Array) de InGaAs, mientras que más allá de 2500 nm el espectrómetro de red plana ya no es conveniente.

En este capítulo se estudia la arquitectura del sensor de carga acoplada CCD y sus características principales.

9.1 Arquitectura CCD

La arquitectura CCD se refiere a un dispositivo de estado sólido especializado en la transferencia de carga a través de espacios de almacenamiento físico. El CCD tiene tres funciones básicas, a) Recolección de carga, b) Transferencia de carga y c) Conversión de la carga a un voltaje mensurable.

La base del CCD es el capacitor Metal-Aislante-Semiconductor (Theuwissen, 1995) y cada uno de estos elementos es llamado *compuerta*. Como el óxido de silicio es un material aislante, la elección natural para construir un CCD es un capacitor MOS (Metal-Óxido-Semiconductor) a base de silicio dopado tipo P. Actualmente los CCD se fabrican con estructuras mucho más complejas, sin embargo la base de su funcionamiento sigue siendo similar a la del simple capacitor MOS, por lo que se sigue refiriendo genéricamente a éste como el elemento fundamental del CCD.

En el caso de detectores de imagen CCD se agrega la generación de carga por efecto fotoeléctrico a esta arquitectura (Holst, 1998), que pasa a ser la función más importante del dispositivo. En estos componentes monolíticos la generación de carga se puede dar en las mismas compuertas del CCD, que por la naturaleza del capacitor MOS a base de silicio las hace sensibles a la radiación, en cuyo caso son llamadas *fotocompuertas*, o más comúnmente en un arreglo de fotodiodos de silicio u otros dispositivos semiconductores acoplados a la arquitectura CCD. Cada elemento de fotodetección en un arreglo, independientemente de su naturaleza, es llamado *pixel*, y la carga generada es proporcional a la radiación lumínica incidente a un tiempo de exposición dado. Agregar el efecto de todos los pixeles del arreglo es lo que produce la representación espacial discreta de la imagen incidente sobre el detector.

Dado que la mayoría de los sensores de imagen que trabajan en el visible están basados en la arquitectura CCD, son popularmente llamados sensores o arreglos CCD. No todos los sensores de imagen siguen esta arquitectura, sin embargo la física de la transferencia de carga es esencialmente la misma para todos los arreglos.

9.2 Fotodetección

El fotodetector de estado sólido es un transductor de luz a señal eléctrica como respuesta a la radiación electromagnética que incide sobre su superficie. Cuando un fotón es absorbido por el material este genera un par electrón-hueco, cada uno de estos es llamado portador de carga. El portador negativo fotogenerado es almacenado por el dispositivo y posteriormente transferido, mientras que el portador positivo es drenado del detector. Sin un mecanismo de almacenamiento y drenado el par electrón-hueco se recombina rápidamente anulando la fotodetección.

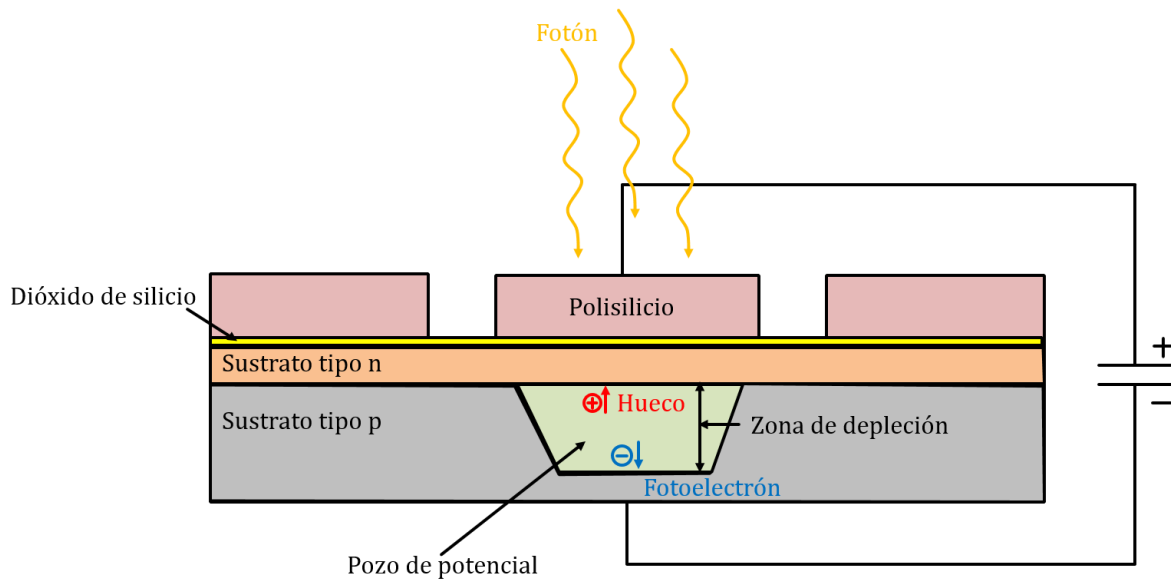


Fig. 9.1.- Arquitectura simplificada de un sensor CCD.

El elemento fotoactivo puede ser una fotocpuerta, un fotodiodo o alguna otra tecnología acoplada al CCD. Cada productor de sensores CCD usa su propia tecnología para mejorar la fotodetección de sus dispositivos. Como ejemplo de una tecnología diferente, en sus más recientes modelos SONY utiliza una tecnología de patente propia llamada HAD (Hole-Acumulation-Diode) en sus sensores CCD, esta consta de agregar una capa P a un diodo de unión P-N para reducir la corriente oscura generada aleatoriamente en la zona de depleción del fotodiodo.

9.3 Recolección de carga

Al aplicar un voltaje positivo a la capa metálica (el silicio policristalino es el material más común) de una compuerta los portadores positivos en el sustrato tipo P del silicio son desalojados formando una zona de depleción o pozo de potencial en donde se almacenan las cargas negativas fotogeneradas (Fig. 9.1). La *capacidad del pozo* es la cantidad de electrones que una compuerta puede almacenar antes de saturarse. El conjunto de todas las compuertas del CCD es llamado *registro*. El tamaño del pozo de potencial depende de varios factores, la geometría, el tamaño del pixel, el grosor del dieléctrico y el valor de voltaje aplicado a las compuertas (Theuwissen, 1995), al aumentar estos parámetros aumenta la capacidad de almacenamiento de la compuerta.

En la fabricación moderna se insertan varias capas adicionales de silicio modificado entre el sustrato y el óxido y se utilizan geometrías más complejas a fin de aumentar la eficiencia y reducir ruido del CCD. Para una descripción detallada sobre la fabricación de un sensor CCD puede consultarse el apéndice I de (Theuwissen, 1995).

9.4 Transferencia de carga

Para que pueda ser posible la transferencia (Theuwissen, 1995) de carga la zona de depleción de cada compuerta debe traslaparse con la aledaña asimétricamente favoreciendo únicamente la movilidad de cargas en una dirección. Las arquitecturas modernas usan una serie de compuertas auxiliares que llamaremos de *transferencia* que ayudan a movilizar la carga a lo largo del registro. Cambiando el nivel de voltaje aplicado a cada compuerta de transferencia es posible permitir o denegar el acceso de cargas en esta. Cuando el voltaje es bajo ésta actúa como una barrera impidiendo el ingreso de cargas a la compuerta, cuando el voltaje es alto la compuerta se “abre” permitiendo el almacenamiento de cargas. Variando el voltaje en el tiempo es posible transferir cargas entre compuertas aledañas, la señal de voltaje es llamada *señal de reloj* o simplemente *reloj* del CCD.

La Fig. 2.3 muestra esquemáticamente la transferencia de carga de dos compuertas aledañas. Primero se aplica un voltaje positivo a la compuerta 1 permitiendo que almacene carga. Cuando se pone en alto el voltaje de la compuerta 2 se permite el flujo de electrones a ésta, equilibrando la carga en ambas compuertas. Finalmente se cierra la compuerta 1 aplicándole un voltaje bajo y la carga pasa completamente a la compuerta 2. Este procedimiento se repite miles de veces hasta transferir toda la carga de cada compuerta hasta el final del registro. Si bien el proceso para transferir la carga de una compuerta a otra es mucho más complejo, se basa en el principio antes descrito aplicado de manera reiterativa a través de compuertas de transferencia auxiliares.

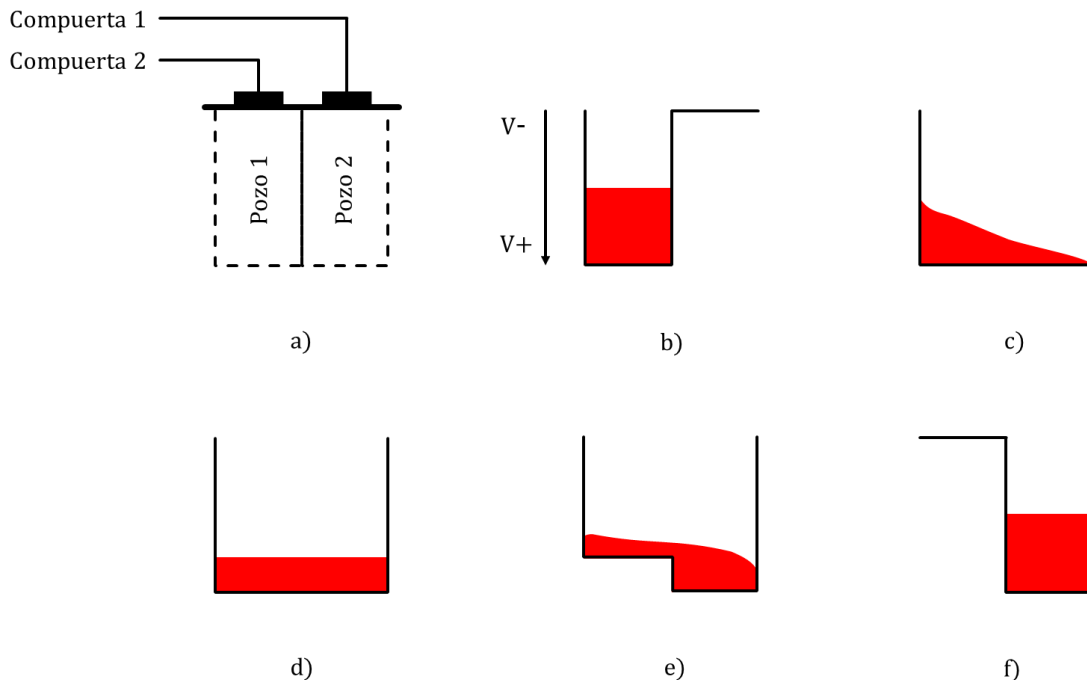


Fig. 9.3.- Transferencia de carga entre dos compuertas del CCD.

9.5 Conversión de carga a voltaje

La última función del CCD es convertir los paquetes de carga almacenada en un voltaje medible. La carga es convertida a través de un diodo flotante llamado de *difusión*, el cual actúa como un capacitor. Durante su operación el diodo de difusión es conectado a un voltaje positivo de *reset* fijo y conocido y posteriormente es desconectado, de aquí el término “flotante”, de tal manera que queda cargado positivamente. La carga de la última compuerta en la fila del registro es transferida al diodo de difusión produciendo un cambio de voltaje que es amplificado por un transistor. La diferencia entre este voltaje y el voltaje de reset es proporcional a la carga de la compuerta y es la señal de salida del CCD. Una vez convertida la carga a voltaje y transferida la señal el diodo de difusión es conectado nuevamente al voltaje de reset y desconectado quedando a la espera del siguiente paquete de carga. Los valores de conversión típicos del nodo de difusión del CCD son de 0.1-10 μV por electrón (Holst, 1998, pág. 78).

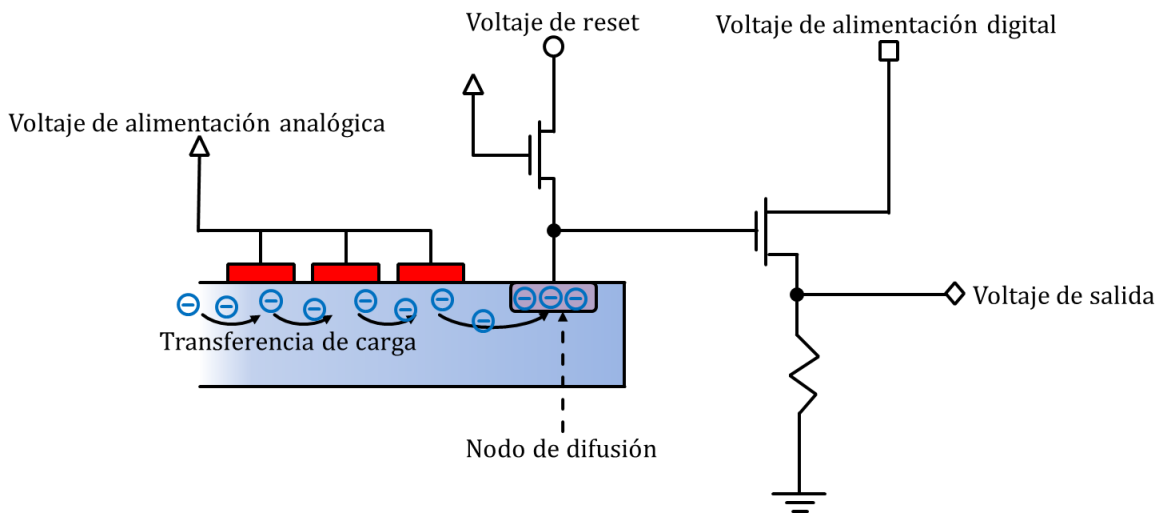


Fig. 9.4.- Esquemático del diodo de difusión CCD. Los transistores con controlados por lógica digital en sincronía al corrimiento de registro del CCD.

9.6 Respuesta y rendimiento del detector

La respuesta del detector es la reacción que produce al recibir un estímulo, usualmente convertida a voltaje para su medición. En lo subsiguiente se entenderá como rendimiento del detector a la relación de la respuesta deseada con el resto de señales espurias que se pueden generar. El rendimiento se estima comúnmente conociendo las fuentes de ruido que pueden afectar la respuesta. Los parámetros principales para estimar el rendimiento del detector son la *señal mínima*, *señal máxima*, *relación señal/ruido (S/N)* y *rango dinámico*. Con estos parámetros es suficiente para determinar las características críticas del CCD.

Respuesta.- La respuesta R mide la relación entrada/salida en un sistema detector. En un fotodetector es el cociente de señal de salida eléctrica por entrada óptica en el mismo. En los fotodetectores CCD usualmente se usa como sinónimo la sensibilidad del arreglo.

La respuesta depende de varios parámetros del sistema y puede variar con la señal de entrada, pero en general es constante y difiere para cada longitud de onda. En las hojas de especificaciones usualmente se da la sensibilidad promedio o a la longitud central del fotodetector. Experimentalmente la forma de calcular la sensibilidad promedio de un fotodetector CCD es variando el tiempo de exposición a una fuente a temperatura de color constante y usando un radiómetro calibrado de referencia cercano al arreglo graficar la salida en voltaje contra la incidencia medida en el radiómetro (Holst, 1998, pág. 113). La curva así obtenida es una recta cuya pendiente es la sensibilidad promedio del detector para la fuente particular usada. En general se obtendrán diferentes sensibilidades variando las fuentes usadas.

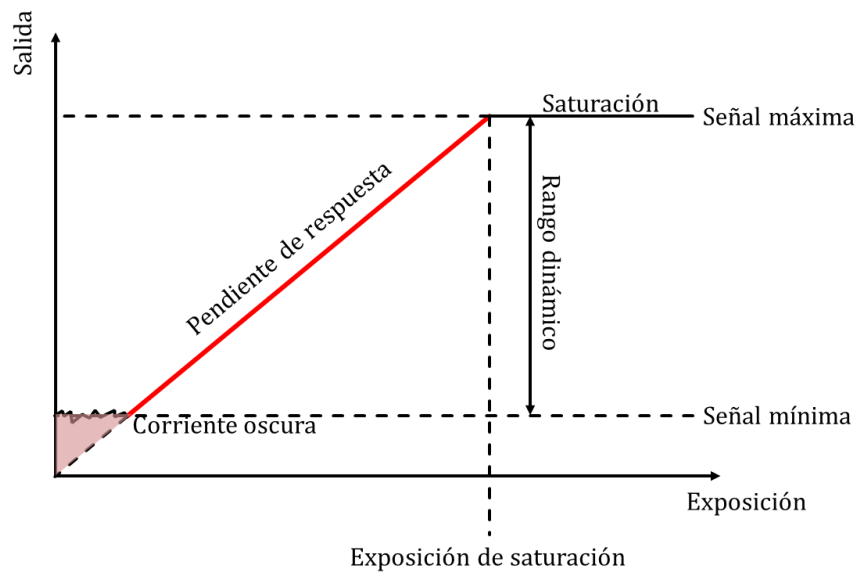


Fig. 9.5.- Gráfica de la transformación entrada/salida del detector CCD. (Holst, 1998, pág. 113)

La respuesta está ligada a la eficiencia cuántica R_q del detector por la siguiente ecuación (Holst, 1998, pág. 40):

$$R = \frac{q\lambda}{hc} R_q \approx \frac{\lambda}{1.24} R_q \quad (25)$$

donde la longitud de onda es medida en micrómetros. La eficiencia cuántica del detector es una medida de la fracción de fotones incidentes que son convertidos en electrones y también depende de la longitud de onda. Esta no es la misma para todos los detectores de silicio puesto que los recubrimientos y ventanas reducen la eficiencia cuántica por pérdidas por reflexión y absorción. Los CCD se dividen en dos grandes grupos dependiendo el método de manufactura (Theuwissen, 1995) (Holst, 1998) que difieren en eficiencia cuántica, los que son iluminados frontalmente cuya arquitectura es similar a la del ojo humano en el cual los lentes y conexiones se encuentran sobre el elemento fotoactivo y tienen una eficiencia cuántica menor al 50% en la longitud de onda central y los de iluminación trasera que tienen la matriz de conexiones detrás del elemento fotoactivo por lo que no presentan el problema de pérdidas por

absorción/reflexión que provocan los elementos de conexión y pueden llegar a tener eficiencias cuánticas hasta del 90%, sin embargo el costo de manufactura de estos últimos resulta mucho más elevado que para los sensores de iluminación frontal. Esta diferencia entre estos dos tipos de detectores es mayor a longitudes de onda en el UV donde la matriz de conexiones del detector iluminado frontalmente absorbe casi toda la radiación incidente.

Señal máxima.- La señal máxima por pixel del CCD depende de la cantidad de carga que cada uno de estos puede llegar a almacenar y del factor de ganancia del conversor carga-voltaje. Cuando el pozo de carga está lleno se obtiene la mayor señal de salida y se dice que el detector se ha *saturado*. En condiciones de oscuridad habrá una cierta señal que corresponde a la corriente oscura del detector pero ésta se ignora para calcular la máxima señal de salida puesto que es insignificante comparada con esta última.

Dos conceptos derivan de la saturación del detector, el voltaje de saturación y la exposición de saturación. El voltaje máximo de saturación para un CCD es típicamente menor a 1V (la señal del CCD es invertida) y es funcional para ajustar el rango del convertidor A/D que se usará. La exposición de saturación es la iluminación a la cual se produce el voltaje de saturación.

Para aumentar la señal máxima del sistema el parámetro a escoger es el tamaño del pozo del detector. El tamaño del pozo es aproximadamente proporcional al área del pixel, que a su vez es proporcional al ruido cuántico del cristal, por lo que elegir un detector capaz de almacenar mucha carga no necesariamente conllevará un mejor rendimiento.

Señal mínima.- La señal mínima que el detector puede enviar es a fin de cuentas el voltaje producido por la corriente oscura inherente al arreglo, usualmente especificado en e^- RMS. La señal mínima es un valor que dependerá del tiempo de exposición del sensor y de la temperatura. Ruidos adicionales de otras fuentes también pueden aumentar la señal mínima.

Rango dinámico.- El rango dinámico RD es una cantidad adimensional y se define como el cociente entre la señal máxima y mínima que da el sensor.

$$RD = \frac{S_{m\acute{a}x}}{S_{m\acute{i}n}} = \frac{V_{sat}}{V_{ruido}} \quad (26)$$

En donde $S_{m\acute{a}x}$ corresponde a la señal máxima, $S_{m\acute{i}n}$ a la señal mínima, V_{sat} al voltaje de saturación y V_{ruido} al voltaje de ruido en condiciones de completa oscuridad a un tiempo de integración dado.

El rango dinámico es un parámetro importante para elegir la resolución digital del ADC y ajustar rango de referencia del mismo. Para CCD iluminados frontalmente el rango dinámico suele ser de 300:1, mientras que para sensores iluminados traseralemente el rango dinámico suele ser un factor de 10 mayor⁵.

Adicionalmente a este concepto se define la *relación señal/ruido* S/N como el cociente entre el nivel de señal deseada y el nivel de señal espuria o no deseada. El S/N está limitado por el rango dinámico del

⁵ Valores comparados de la serie TCD de Toshiba, ILX de SONY y S111 de Hamamatsu.

sistema y en una aplicación real es el parámetro a optimizar, siendo su dependencia inherente a la aplicación y no solamente al instrumento.

9.7 Ruido en el detector CCD

Existen una gran cantidad de fuentes de ruido en los detectores que pueden describirse de manera exhaustiva, el nivel de detalle de su estudio depende del tipo de aplicación que se le quiera dar al sensor. A continuación se describen brevemente algunos de ellos más importantes para el CCD y cómo solucionarlos cuando es posible el caso.

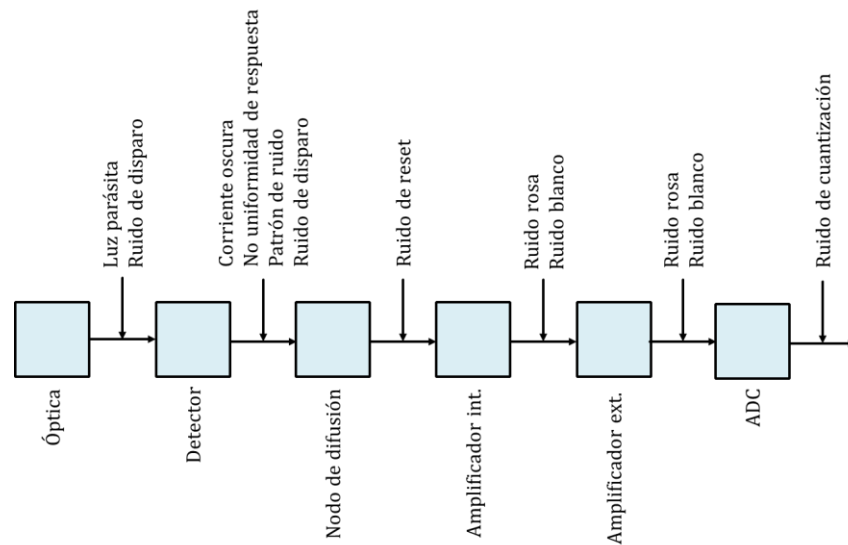


Fig. 9.6.- Transferencia de señal y fuentes de ruido principales en cada paso de la adquisición (Holst, 1998, pág. 123).

La Fig. 9.6 ilustra de forma esquemática la transferencia de señal en el CCD y el ruido que se adiciona en cada paso. Esta es una representación idealizada, puede pensarse como una serie de subsistemas ideales independientes entre sí que envían una señal y a la cual se le adiciona una señal no deseada de una fuente externa.

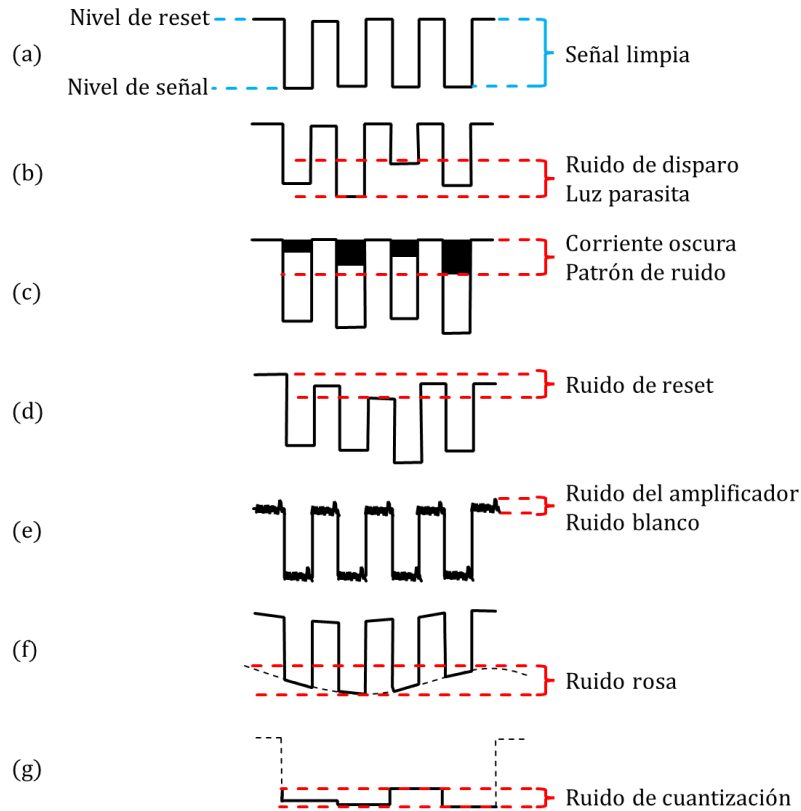


Fig. 9.7.- Efecto de las diferentes clases de ruido sobre la señal uniforme de cuatro pixeles en (a) (Holst, 1998, pág. 124).

A pesar de que las fuentes de ruido son diferentes, todas se manifiestan como variaciones en la intensidad en la imagen obtenida por el CCD. La Fig. 9.7 muestra la señal de 4 pixeles a una exposición uniforme e idéntica en (a) y posteriormente la deformación de la señal por las diversas fuentes de ruido comunes del detector.

Bajo condiciones ideales cada pixel del arreglo debe tener el mismo ruido generado por la corriente oscura. En la realidad esto no es cierto y exhibe fluctuaciones de pixel a pixel que generan un *patrón de ruido* que se describirá más adelante.

Todas las fuentes de ruido se especifican en unidades de voltaje o electrones equivalentes a la salida del detector cuando se considera el sistema completo. Se entiende que la magnitud del ruido está dada por el RMS del ruido aleatorio producido y es la cantidad física de interés. Las magnitudes o poder del ruido se suman en cuadratura, esto quiere decir que:

$$\langle n_{total} \rangle = \sqrt{\sum_i \langle n_i \rangle^2} \quad (27)$$

donde cada $\langle n_i \rangle$ es la varianza de una fuente de ruido particular.

Los diversos tipos de ruido mencionados se describen a continuación.

Ruido de disparo.- Este ruido se presenta en el detector como fotones parásito incidentes debido a la emisión aleatoria de la fuente luminosa y es de naturaleza cuántica. Es un ruido detectable y no es inherente al CCD. El ruido de disparo solo es importante cuando se trabaja con bajas intensidades de luz en donde las fluctuaciones cuánticas de la fuente ya no son despreciables. En estas condiciones puede aumentarse parcialmente el S/N incrementando el tiempo de exposición para maximizar el número de fotoelectrones efectivos producidos en el CCD.

Luz parasita.- La luz parásita en un espectrómetro es toda aquella radiación no deseada que incide sobre el detector. El ruido de disparo de la fuente luminosa es un tipo de luz parasita no eliminable. La luz de reflexiones no deseadas que llegan a incidir en el detector, la luz difractada por los bordes de las superficies ópticas, los órdenes de difracción distintos al de interés, defectos en la red de difracción y demás componentes ópticos, y en general cualquier efecto de desalineación y desenfoque del sistema contribuyen a generar luz parásita.

La red de difracción introduce varios efectos de luz parásita por su naturaleza. Las redes pueden tener deformaciones o errores periódicos de construcción que generaran franjas “fantasma” sobre el detector. La luz parásita producida por las superficies ópticas se reduce aumentando la calidad óptica de estas, en particular una red de difracción holográfica no genera franjas fantasma. La luz proveniente de órdenes superiores de la red de difracción se elimina del sistema con la implementación de trampas de luz y superficies absorbentes en la carcasa del espectrómetro.

Corriente oscura.- Es el ruido más importante del CCD y corresponde a una respuesta constante del fotodetector en periodos donde no se encuentra expuesto a la luz. Es clasificado como otro tipo de ruido de disparo y es inherente al detector. Físicamente es producido en la zona de depleción, en los sustratos y capas del detector por la generación térmica de portadores de carga que se difunden al pozo de potencial. Depende del voltaje aplicado al diodo y aumenta con el tiempo transcurrido antes del drenado por lo que para tiempos de exposición altos, este ruido se vuelve considerablemente alto. La forma más común de eliminarlo es reduciendo la temperatura del arreglo. A -60° la corriente oscura se reduce a 3 o 4 electrones/píxel/s, mientras que en el límite de operación del CCD a -120° es prácticamente insignificante (Holst, 1998, pág. 81).

Ruido de reset.- Este es el provocado por el *ruido Jhonson* o *ruido térmico* en la resistencia asociada al nodo de conversión carga-voltaje del CCD. Cuando el nodo es reseteado después de cada lectura queda un remanente en el capacitor que modifica el voltaje de referencia y el valor de la siguiente lectura. Este ruido es dependiente de la temperatura. La forma común de reducirlo es utilizando el doble muestreo correlacionado. Esta técnica supone que el ruido Jhonson antes y después de que la carga sea enviada al nodo de conversión está correlacionado, entonces la señal de referencia y la señal del CCD tienen la misma contribución de ruido de reset, haciendo una comparación analógica entre estos dos valores se reduce considerablemente (Theuwissen, 1995, págs. 228-230).

Ruido del amplificador.- Está asociado al amplificador de la señal, tanto interno como externo y consta de dos componentes dominantes, *ruido blanco* y *ruido 1/f*. El ruido blanco típicamente tiene

su origen en el ruido térmico, pero en general se le llama ruido blanco a todo ruido cuyas fluctuaciones no están correlacionadas entre sí. El ruido blanco afecta a las frecuencias altas, por lo que al aumentar la frecuencia de muestreo éste será más problemático. La forma más sencilla de reducirlo es tomar un promedio alto de la misma señal, el ruido blanco se suma sin correlación mientras que la señal sí lo hace, o bien usando un filtro que solo deje pasar las frecuencias de interés.

La otra componente del ruido, también llamado *ruido Flicker* o *ruido rosa* se produce en general cuando una corriente atraviesa dos materiales de distinta conductividad o bien cuando existen impurezas en el material semiconductor y su variación de potencia en el tiempo es a una frecuencia f . Dentro de las compuertas del CCD también se produce este ruido debido al atrapamiento de cargas en las imperfecciones de la red cristalina de silicio. En general el ruido $1/f$ se encuentra embebido en todo el sistema y es difícil determinar su origen más significativo, sin embargo de todos los dispositivos semiconductores es más dominante en los transistores MOS y representa un límite bajo a la frecuencia de muestreo. El ruido Flicker se considera despreciable cuando su frecuencia está muy por debajo de la frecuencia de muestreo, aunque sigue afectando la intensidad de la señal de salida como se muestra en la Fig. 9.7 (f). La forma más común de reducirlo es implementando un filtro. El doble muestreo correlacionado también ayuda a minimizar este tipo de ruido (Holst, 1998, págs. 141-142).

Ruido de cuantización.- Esta asociado al convertidor analógico-digital (ADC) y se entiende como la incertidumbre asociada a la conversión. La no linealidad del ADC también introducirá una incertidumbre en la medida digital de la señal, esto se verá reflejado en el valor total convertido. Este ruido se mide en bits efectivos y es un valor dado por los fabricantes.

Patrón de ruido.- Es la variación pixel a pixel de carga fotogenerada en condiciones uniformes. Es producido por imperfecciones físicas en el detector y se refiere a dos parámetros típicamente especificados por el fabricante. El primero es el DSNU (Dark Signal Non-Uniformity) que es el nivel de DC promedio derivado de la corriente oscura del arreglo a un tiempo de integración y temperatura dada. El segundo es el PRNU (Photo-Response Non-Uniformity) y se refiere a la variación promedio de la respuesta pixel a pixel del arreglo también a condiciones fijas e iluminación uniforme. Puede especificarse también como la diferencia máxima de señal pico a pico de los pixeles cuando estos se han saturado. El DSNU puede ser reducido disminuyendo la temperatura del arreglo. El PRNU depende de la manufactura y no es eliminable, junto con el ruido de disparo representan el límite de desempeño del detector.

Capítulo 3

Concepción del sistema

Para la construcción moderna de aparatos científicos es necesario el uso de software especializado para dichas tareas. El diseño por computadora y la simulación previa a la manufactura es un paso esencial en todos los procesos de desarrollo tecnológico actual.

En este capítulo se presentan los primeros pasos para la construcción del espectrómetro propuesto. Se expone la forma en la que se procedió para realizar los cálculos, estimar los parámetros y finalmente la digitalización y simulación del espectrómetro.

15.1 Requerimientos espectrales del sistema

Antes de proceder con el diseño conviene dar una rápida revisión a las limitantes espectrales del diseño propuesto.

Respuesta espectral.- La respuesta espectral del instrumento está limitada por el tipo de detectores que utiliza. El detector CCD común está diseñado a base de silicio, por lo que su rango de detección está limitado por el *bandgap* del material. El *bandgap* del silicio es de 1.12 eV a 300K (B. E. A. Saleh, 2007, pág. 662) y los detectores a base de este material tienen una longitud de corte cercana a 1100 nanómetros. Para longitudes de onda menores la limitación está en la eficiencia cuántica del detector para captar la radiación UV. La eficiencia cuántica del CCD de silicio comienza a decaer después del máximo⁶ entre 600nm y 800nm dependiendo del modelo y fabricante. La tecnología de iluminación trasera permite eficiencias cuánticas mayores a 35% en la región del ultravioleta y hasta 200nm (Muramatsu, 1997). Debajo de este valor las complicaciones no radican más en el detector sino en la atmósfera del sistema, las moléculas del aire comienzan a absorber fuertemente la radiación por debajo de 200nm (VUV). Se puede entonces limitar el rango efectivo de 200-1100nm.

Resolución.- La resolución intrínseca del detector viene dada por el tamaño de pixel que emplea. Dada la miniaturización en los componentes electrónicos, actualmente no presenta ningún problema dado que la mínima apertura de salida del sistema no será menor a la apertura de entrada empleada, la cual no rebasa los 10 μ m para los espectrómetros alta resolución. La imagen de la apertura sobre el detector suele ser mucho mayor debido al ensanchamiento por las aberraciones ópticas del sistema⁷, por lo que excederá el tamaño de la rejilla de entrada en todos los casos. Como ejemplo el sensor de Toshiba modelo TCD2950D tiene un tamaño de pixel de tan solo 2.8 μ m y un espaciado entre pixeles de 4 μ m, mientras que el modelo TCD1304 más usado en espectroscopia tiene un tamaño de pixel de 8 μ m. La resolución dependerá por tanto del banco óptico y no del detector, pudiendo alcanzar hasta 0.05nm según algunos fabricantes⁸.

Intervalo espectral.- El máximo intervalo espectral posible depende de la longitud del detector, de alrededor de 25 y 30 milímetros de largo⁹. En esta distancia es posible dispersar el intervalo completo de longitudes de onda correspondientes al rango de respuesta espectral del detector, pero costará resolución al sistema dado que será necesaria una red con poder de dispersión muy bajo. La resolución máxima alcanzable para un intervalo extendido de 200-1100nm difícilmente será mejor

⁶ Valores comparados de la serie TCD de Toshiba, ILX de SONY y S111 de Hamamatsu.

⁷ El ensanchamiento provocado por el instrumento dependerá de la calidad del banco óptico y típicamente es del orden de decenas de micrones. Reducir la apertura de entrada por debajo de este valor no mejorará la resolución del espectrómetro.

⁸ Avantes, Horiba, OceanOptics.

⁹ Detectores SONY, Hamamatsu, Toshiba.

que 2nm, así mismo para resoluciones del orden de ångström el intervalo espectral se verá reducido debido al aumento de dispersión necesaria para esto.

15.2 Cálculo de los parámetros del sistema

Las variables del sistema dependen unas de otras de forma intrincada. Es necesario fijar el valor de algunos parámetros para calcular el resto. La forma en que se eligen los parámetros es diferente según las necesidades. Generalmente se define primero el rango espectral y la resolución deseada según la aplicación. El segundo paso es elegir el detector adecuado, si existe, para la aplicación deseada. Después de elegir el detector a utilizar se propone fijar la geometría del sistema: las distancias focales de los espejos, el diámetro de la red de difracción y el ángulo de deflexión en la longitud de onda central. Con estos valores se define el número- f del sistema. Una vez fijados estos parámetros se procede a calcular el parámetro de red G en función del rango espectral deseable y los ángulos de incidencia y dispersión para la longitud de onda central que definirán el ángulo de difracción central. Finalmente se procede a elegir el tamaño de la apertura de entrada que corresponda a la resolución deseada y los ángulos de incidencia de los espejos de colimación y enfoque. Si los parámetros de resolución y rango espectral no se logran se prueba cambiar la geometría del sistema. Acerca de este método de elección puede consultarse (James, Spectograph Design Fundamentals, 2007) y la extensa referencia bibliográfica de diseño, aunque no siempre es recurrente seguir este orden de elección para el diseño de un espectrómetro

En este trabajo se elige seguir un enfoque diferente. Se propone un sistema miniaturizado de geometría fija capaz de configurarse en diferentes rangos y resoluciones con un mínimo de partes de alineación.

En base a la disponibilidad de material en el laboratorio se fija la distancia focal de los espejos de colimación y enfoque a 100mm. La apertura de entrada del sistema puede ser de acuerdo a los diámetros de núcleo de fibra óptica de 10, 25, y 50 μm .

El detector utilizado es el Toshiba TCD1304 con dimensiones de 29.1mm de largo y 200 μm de alto.

Se prueban tres tipos de diseño con diferentes variantes geométricas de las que se describe detalladamente un ejemplo de cada una en la sección 3.4 y el apéndice I. Los primeros dos diseños están basados en la condición de cámara de Schmitt y la condición de campo plano respectivamente. En ambos diseños se fijan todas las variables a excepción de la distancia focal y el ángulo γ del plano focal obteniéndose el sistema versátil deseado.

El tercer diseño hace uso de la divergencia del haz de colimación sobre la red de difracción para compensar el astigmatismo, logrando eliminarlo de forma asombrosa pero presentando una alta

inestabilidad antes cambios pequeños de alineación. En este diseño las distancias focal y de colimación, así como el ángulo del plano focal y el ángulo del espejo de enfoque α_f son variables y resulta no ser práctico cuando se cambian las condiciones espectrales.

En lo subsiguiente me refiero al primer, segundo y tercer diseño como *Schmitt*, clásico y divergente o los números 1, 2 y 3.

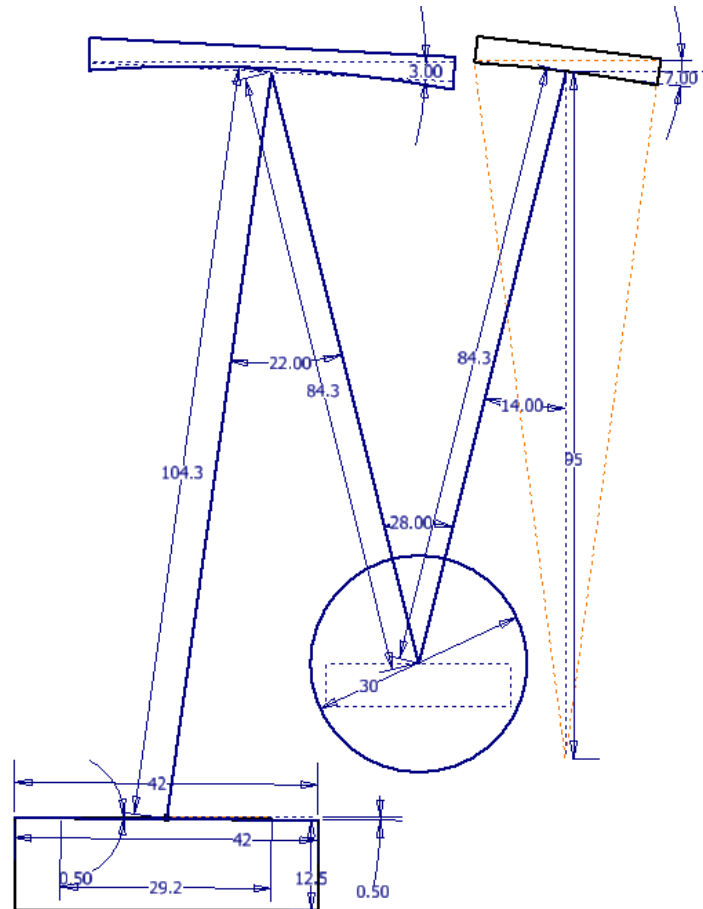


Fig. 15.1.- Ejemplo de bosquejo para un espectrómetro del tipo 3 (divergente).

15.3 Digitalización y simulación del sistema

Actualmente existen una gran variedad de softwares para CAD (*Diseño Asistido por Computadora por sus siglas en inglés*) que facilitan la construcción de aparatos científicos y de ingeniería sin la necesidad de tener el material disponible físicamente. Realizar un diseño por computadora ahorra costos, tiempos de producción y agiliza la depuración de errores. Para sistemas

ópticos se usa un tipo especial de CAD basado en algoritmos de trazo de rayos por óptica geométrica, dichos programas se conocen en general como software de diseño óptico (SDO) o *ray-tracing*.

Existen en el mercado diversas opciones de SDO, la mayoría cuentan con una interfaz gráfica que se maneja de forma similar. En general están dotados de una hoja de cálculo de elementos ópticos donde se especifican las características de cada superficie, tamaño, forma, material, tipo, propiedades especiales y posición; una paleta de análisis de las variables del sistema y una paleta de optimización donde se especifican las *reglas de diseño* y donde se encuentran las herramientas para optimizar ópticamente el sistema. El software da como resultado una simulación del banco óptico y las correspondientes gráficas y spots en los planos imagen del sistema.

Para construir un sistema en un SDO y verificar sus propiedades físicas es necesario tener un conocimiento intermedio de óptica equivalente al curso de nivel superior que ofrece la UNAM en la carrera de física. El protocolo para realizar un sistema óptico en software es similar al que se sigue para construir un sistema real en una mesa óptica con la ventaja que ofrecen las computadoras. Las paletas de análisis numérico ayudan a optimizar el sistema en los casos en los que las ecuaciones del sistema son demasiado complicadas para desarrollarse explícitamente. Por lo demás es posible modelar una fuente luminosa real para el sistema y observar los cambios a la salida del sistema mientras se varían los parámetros de los componentes ópticos análogamente a como se realiza en un laboratorio.

En este trabajo se utilizó Zemax para realizar la simulación y optimización del sistema. Los valores obtenidos a partir del bosquejo del sistema tal como se describió en la sección anterior se insertan en la paleta de componentes del software y se ingresan las propiedades de la fuente luminosa de entrada. La Fig. 15.2 muestra el editor de componentes una vez que se han ingresado los elementos ópticos y algunas superficies adicionales (en rojo) para el facilitar el cambio de coordenadas. El editor funciona de forma secuencial, es decir que cada elemento es referenciado al anterior. El software hace el cálculo del trazo de rayos y las variables referenciándose de la misma manera.

Object Type	Comment	X Position	Y Position	Z Position	Tilt About X	Tilt About Y	Tilt About Z	Material#	Layout Rays#	Analysis Rays	Power(Watts)
1 Source Ra...	Source	0.000	0.000	-100.0	0.000	0.000	0.000	-	300	50000	1.000
2 Null Object	CB 2	0.000	0.000	0.000	7.000	0.000	0.000	-			
3 Standard ...	Collimation M...	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	MIRROR	-200.000	0.000	11.000
4 Null Object	CB 4	0.000	0.000	0.000	7.000	0.000	0.000	-			
5 Null Object	CB 5	0.000	0.000	-84.30	16.674	0.000	0.000	-			
6 Null Object		0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	180.000	-			
7 Diffracti...	Grating	0.000	0.000	0.000	180.000	0.000	0.000	MIRROR	0.000	0.000	12.700
8 Null Object	CB 7	0.000	0.000	0.000	-44.674	0.000	0.000	-			
9 Null Object	CB 8	0.000	0.000	84.300	13.000	0.000	0.000	-			
10 Standard ...	Focus M...	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	MIRROR	-200.000	0.000	25.000
11 Null Object	CB 10	0.000	0.000	0.000	13.000	0.000	0.000	-			
12 Null Object		0.000	0.000	-96.50	-5.000	0.000	0.000	-			
13 Detector ...	Detector	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	ABSORB	0.400	14.360	100

Fig. 15.2.- Editor de componentes.

El software también tiene la opción de trazo de rayos no secuencial, en el cual la fuente luminosa modelada emite aleatoriamente una cantidad suficientemente alta de rayos para realizar el análisis.

En este modo el software calcula la trayectoria de cada rayo por separado. Cada rayo es lanzado independientemente y puede reflejarse, difractarse, dividirse o dispersarse de forma más general que en el modo secuencial. El modo no secuencial es útil para modelar el detector TCD1304 y realizar un análisis radiométrico.

La corroboración de la resolución se hace calculando la función de transferencia modulada (FTM) del sistema en el plano focal. La función de transferencia modulada da el valor de contraste contra frecuencia para una imagen periódica de claro-oscuros que pasa por el sistema. Este método es el más común para verificar la resolución de un banco óptico.

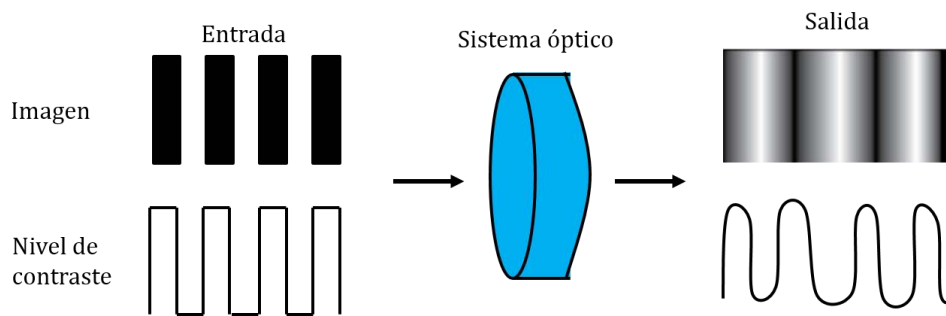


Fig. 15.3.- Barras de contraste usadas para calcular la FTM antes y después pasar por un dispositivo óptico de baja resolución.

15.4 Resultados

Se encontró que la condición de cámara de Schmitt mejora la imagen considerablemente eliminando la dependencia de la coma óptica con el ángulo de difracción, obteniéndose una respuesta casi lineal del espectrómetro con un error de coma de hasta $7\mu\text{m}$ sobre todo el rango espectral en el primer diseño. Bajo esta condición las aberraciones son independientes del ángulo de difracción y el tipo de red obteniéndose siempre el mismo perfil.

Para entender mejor por qué sucede esto obsérvese la Fig. 15.4. Cuando la pupila del espejo (la red de difracción) se coloca en la condición de Schmitt esta es coplanaria al centro de curvatura del espejo. En este punto particular la simetría esférica garantiza que el resultado es el mismo sin importar la dirección que tome el haz. En el caso de la configuración clásica ($L_{gf} \sim f$) la pupila para las diferentes longitudes de onda se encuentra en posiciones diferentes y presentará valores diferentes de coma óptica para cada camino.

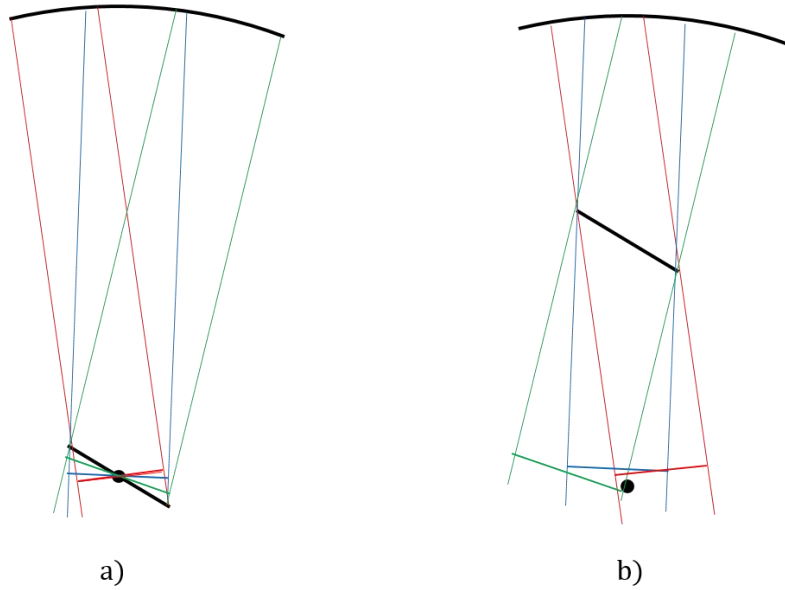


Fig. 15.4.- a) Pupila del espejo en la configuración de Schmitt. b) Pupila del espejo en la configuración clásica.

La Fig. 15.5 muestra el resultado obtenido para el diseño 1 y optimizado en la distancia focal y el ángulo de inclinación del plano focal.

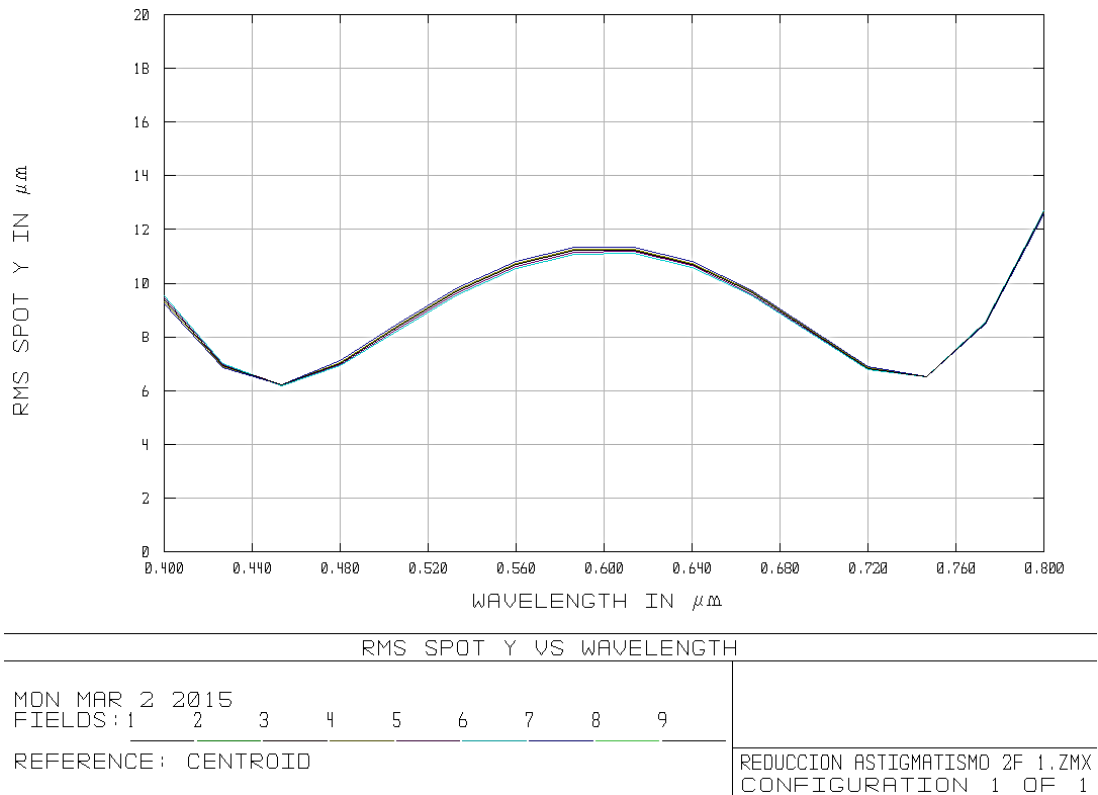


Fig. 15.5.- Coma residual contra longitud de onda para el diseño 1. $G = 600$ líneas/mm, $\lambda_c = 600$ nm. Posición del plano focal optimizado.

En el apéndice I también se muestran los resultados para el mismo sistema cambiando las condiciones de la red de difracción sin modificar en absoluto la alineación del banco óptico obteniéndose una diferencia de coma óptica de hasta $15\mu\text{m}$ en todo el rango espectral. Cabe mencionar que el perfil original de la Fig. 15.5 es fácilmente recuperado con alineación del plano focal, obteniéndose nuevamente un valor de diferencia en el spot máximo de hasta $7\mu\text{m}$ sin importar las características de la red. Optimizando el ángulo α_c es posible reducir aún más este valor. Se presenta entonces un diseño robusto en el cual el único componente de alineación es el plano focal mientras que el resto de los elementos permiten cierta tolerancia presentando poco detrimento a la resolución del sistema.

El offset de la Fig. 15.5 es debido a la aberración esférica introducida por los dos espejos y se reduce al disminuir la apertura numérica del sistema, conservándose el perfil de coma residual idéntico.

Si se calcula la curvatura de campo para la condición de cámara de Schmitt se encuentra que esta tiene un valor de $-1/f$ (ec. (13)). La teoría se corrobora al tomar cualquiera de las configuraciones realizadas con esta condición y sumar este poder esférico al plano imagen, Fig. 15.6.

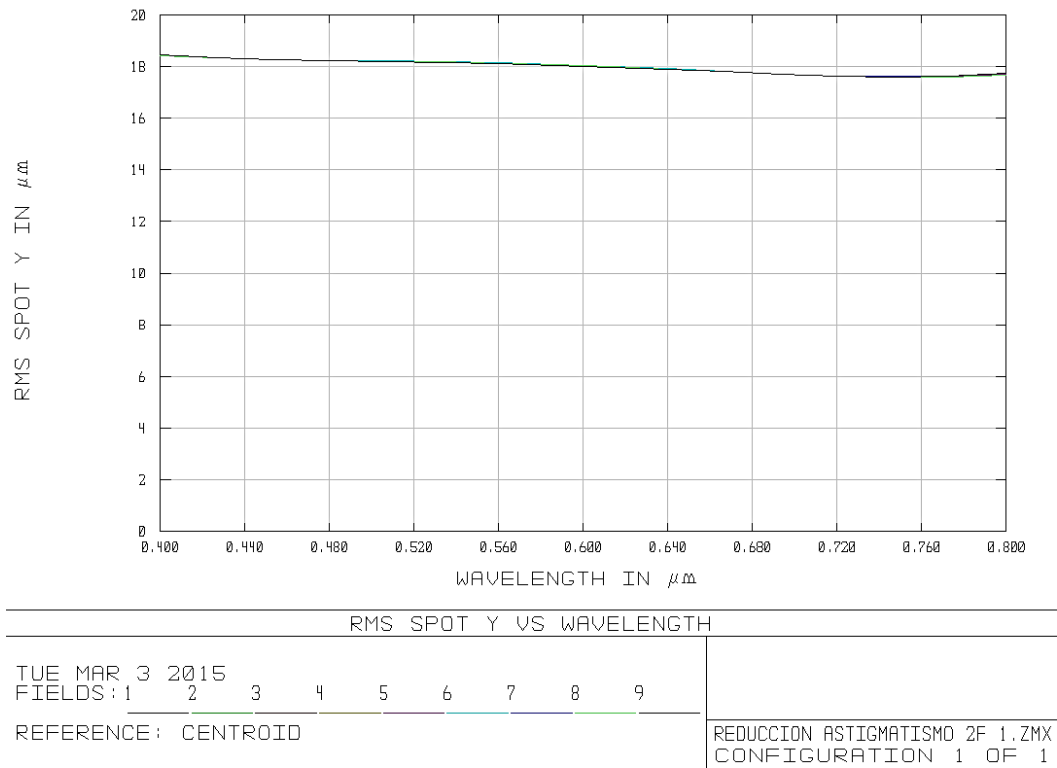


Fig. 15.6.- Curvatura de campo corregida para el diseño 1. $G = 1200$ líneas/mm, $\lambda_c = 600\text{nm}$, radio de curvatura del plano focal = -110mm . Plano focal sin optimizar.

Para el diseño tipo Schmitt la resolución obtenida es de 14 líneas por milímetro y una distribución de irradiancia bastante uniforme¹⁰ a lo largo del espectro, con una diferencia máxima del 23%.

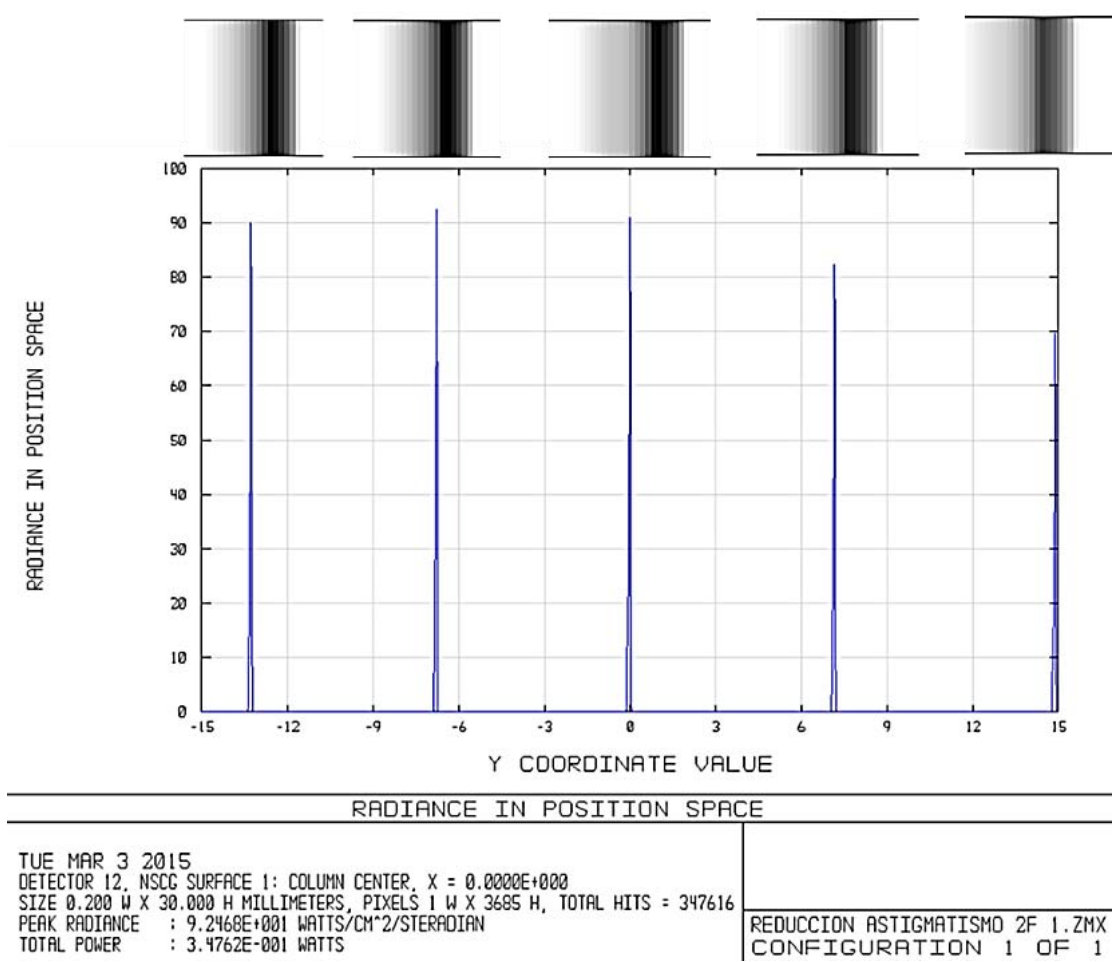


Fig. 15.7.- Perfil lateral de radiancia para el diseño 1 (400, 500, 600, 700 y 800nm). $G = 600$, $\lambda_c = 600$ nm. Plano focal optimizado. Arriba se muestra la vista frontal seccionada del detector correspondiente a cada pico en la gráfica.

Para este arreglo al menos el 60% de la incidencia efectiva se registra en un área de 3 pixeles (Fig. 15.7), el resto de la dispersión es causada por la coma residual del sistema.

Con esto se verifica que es posible obtener un sistema Czerny-Turner con coma óptica equilibrada en todo el rango espectral independientemente de la red utilizada.

El segundo diseño (clásico) se probó con la configuración típica en W (espectrómetros Avantes) y la configuración cruzada X (espectrómetros OceanOptics) encontrándose un mejor foco en la segunda. Siguiendo la línea de un sistema robusto se fijaron todos los parámetros geométricos y componentes con excepción del plano focal del sistema para optimizar. La tabla de valores de construcción se

¹⁰ Comparada con el diseño clásico.

muestra en el apéndice I para un sistema cruzado, que se elige como prioritario por ser más compacto que la configuración en W.

Para este diseño se encuentra que la coma óptica solo es mínima para una longitud de onda aumentando linealmente para las longitudes laterales. Este resultado concuerda con la condición de *Shafer* (Shafer, 1964) para la reducción de coma en al menos en una longitud de onda. Esta condición no es estudiada en este trabajo dado que depende explícitamente de α_c , α_f , α , β y los radios de curvatura de ambos espejos por lo que no es útil si se espera un diseño en el cual se pueda configurar el tipo de red de difracción sin alterar la geometría del sistema.

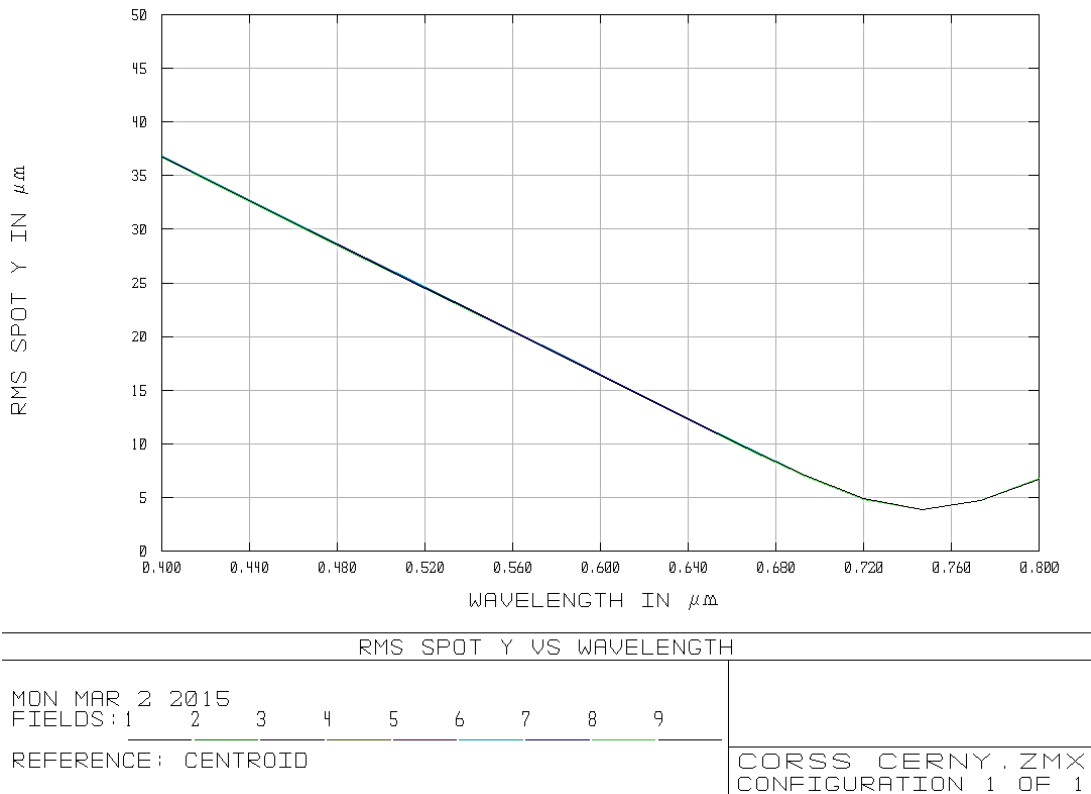


Fig. 15.8.- Coma óptica contra longitud de onda para el diseño 2. $G = 600$ líneas/mm, $\lambda_c = 600$ nm. Plano focal optimizado.

En la Fig. 15.8 se observa que la coma mínima efectivamente solo se alcanza en una longitud de onda, después de la cual hay un incremento a ambos lados. Los espectrómetros clásicos operan con esta condición optimizada para la longitud de onda central cuando es posible, de tal forma que el perfil de la coma tiene forma de V a lo largo del rango espectral. Un problema subsecuente de la distribución no uniforme de la coma a lo largo del espectro es que la radiancia sobre el detector no se comporta linealmente obteniéndose una imagen muy nítida y mucha sensibilidad del sistema en la longitud de coma mínima y un desempeño degradado conforme el espectro se aleja de esta. Esto puede corroborarse si se comparan las FTM sagitales del diseño 1 y 2 (Apéndice I). En el diseño 1 la FTM tiene un perfil bien definido e idéntico para las 3 longitudes de onda estudiadas mientras que

para el diseño 2 son diferentes los perfiles en cada caso, esto se traduce en una expansión sagital no uniforme del spot a lo largo del espectro.

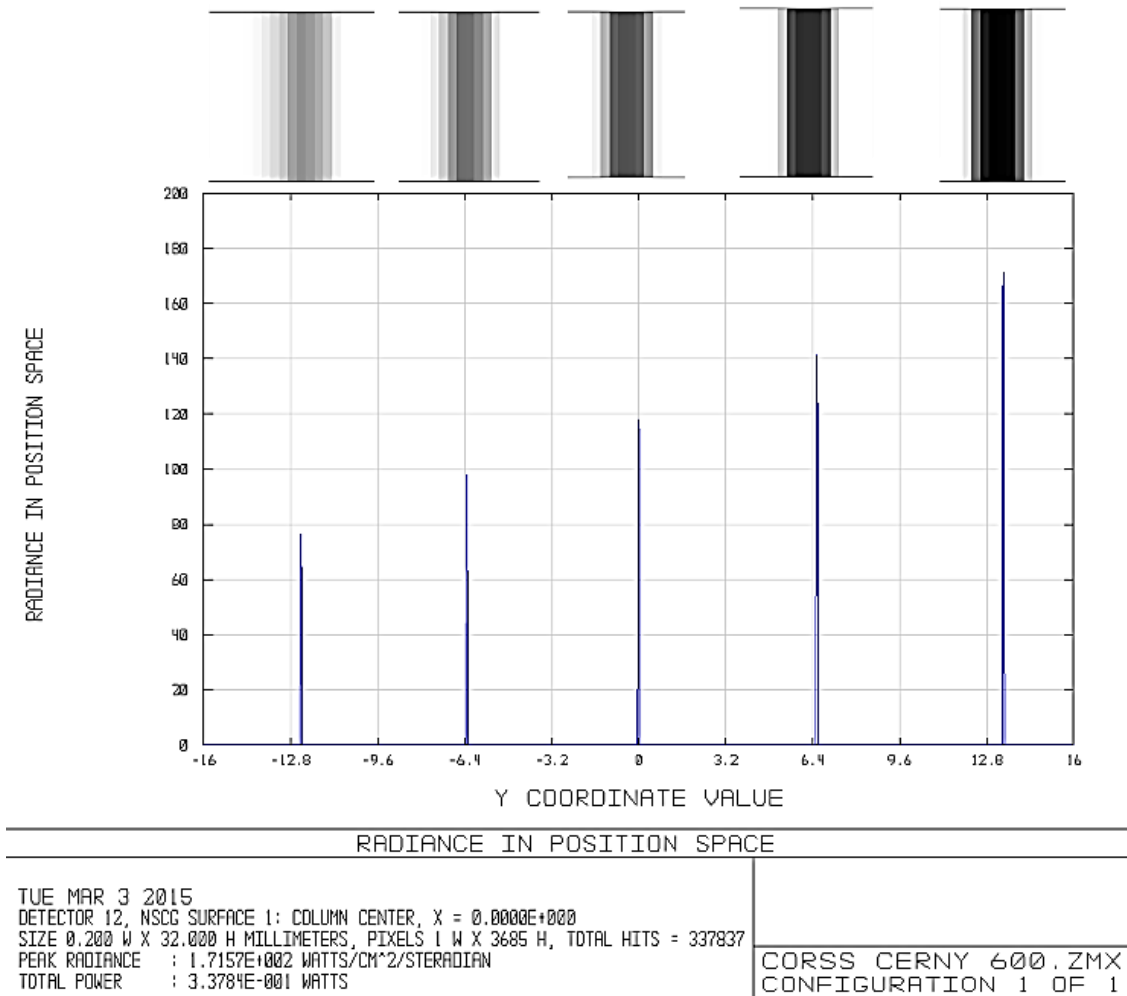


Fig. 15.9.- Perfil lateral de radiancia para el diseño 2 (400, 500, 600, 700 y 800nm). $G = 600$, $\lambda_c = 600$ nm. Plano focal optimizado. Arriba se muestra la vista frontal seccionada del detector correspondiente a cada pico en la gráfica.

Este diseño presenta una resolución variable a lo largo del espectro. Bajo las condiciones de la Fig. 15.9 presenta para la longitud de onda central una resolución de 12 líneas/mm, hacia la izquierda del espectro disminuye hasta 6 líneas/mm y hacia el lado derecho la resolución encontrada es <20 líneas/mm. La diferencia en porcentaje de incidencia a lo largo del espectro es de 55% máximo.

Esta configuración resulta igual de robusta que el diseño 1. En el apéndice I se muestran los resultados obtenidos para la misma configuración cambiando la red de difracción y la longitud de onda central sin modificar la geometría. Se observa que la condición de mínima coma se localiza en puntos diferentes en cada uno de estos casos. No es posible reducir la coma exactamente en la longitud de onda central al cambiar la configuración de la red sin modificar al menos el ángulo α_f .

El último diseño compensa las aberraciones del sistema haciendo divergir el haz sobre la red de difracción (Austin, 2009) (B. Bates, 1970) (B. E. A. Saleh, 2007). Para encontrar la condición de mejor foco se optimizan los parámetros L_f , L_c , α_f y la posición y ángulo del plano focal simultáneamente.

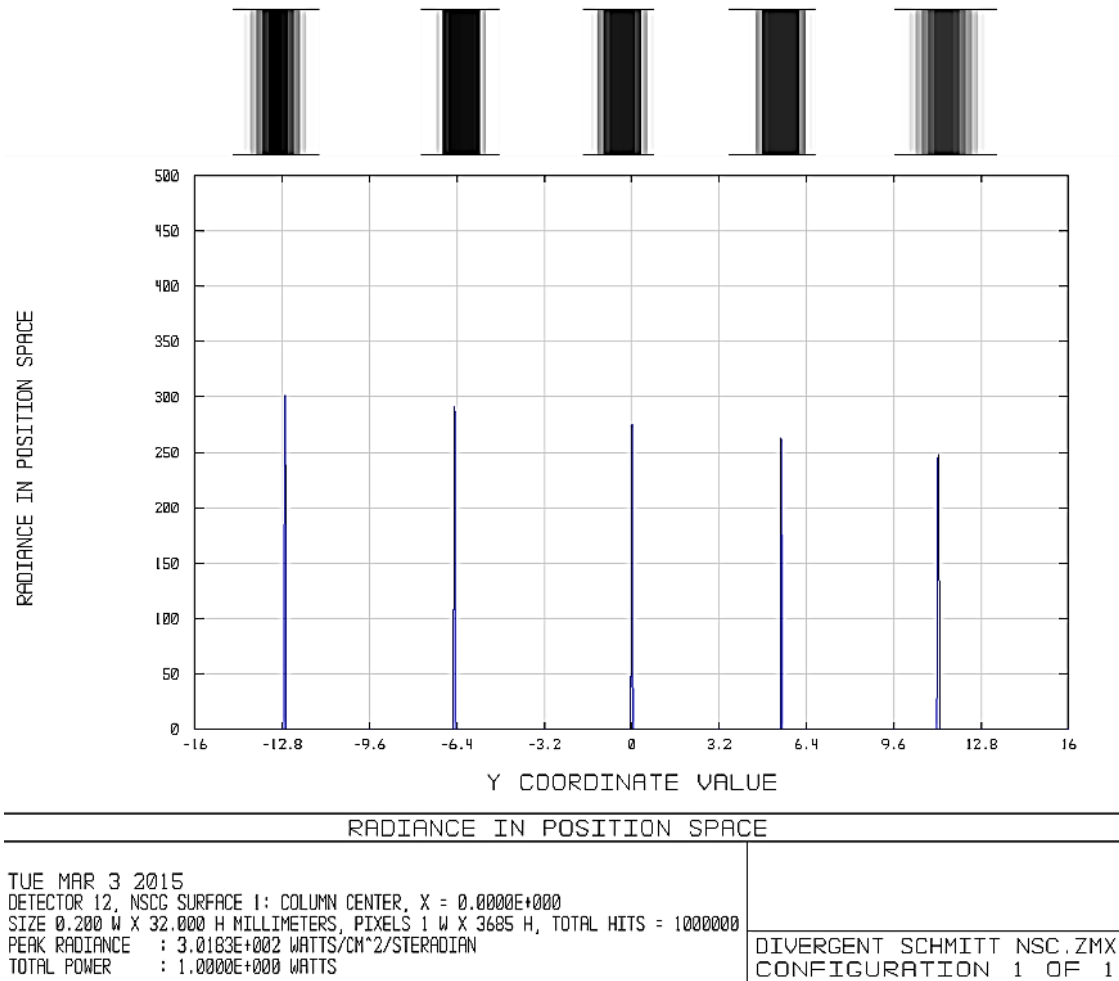


Fig. 15.10.- Perfil lateral de radiancia para el diseño 3 (500, 525, 550, 575 y 600nm). $G = 1200$, $\lambda_c = 550$ nm. Plano focal optimizado. Arriba se muestra la vista frontal seccionada del detector correspondiente a cada pico en la gráfica.

Este diseño presenta una variación de intensidad máxima a lo largo de todo el rango espectral menor al 7%. Es el diseño que presentó más linealidad a lo largo del espectro. En el apéndice I se puede observar el spot resultante de esta configuración. Se observa que el astigmatismo es casi eliminado concentrándose toda la luz sobre el detector quedando la coma residual y la aberración esférica. La incidencia efectiva sobre el detector es 3 veces mayor que en los dos diseños anteriores.

La resolución obtenida es de 14 líneas/mm y el perfil de coma residual contra longitud de onda se comporta similar al diseño 1.

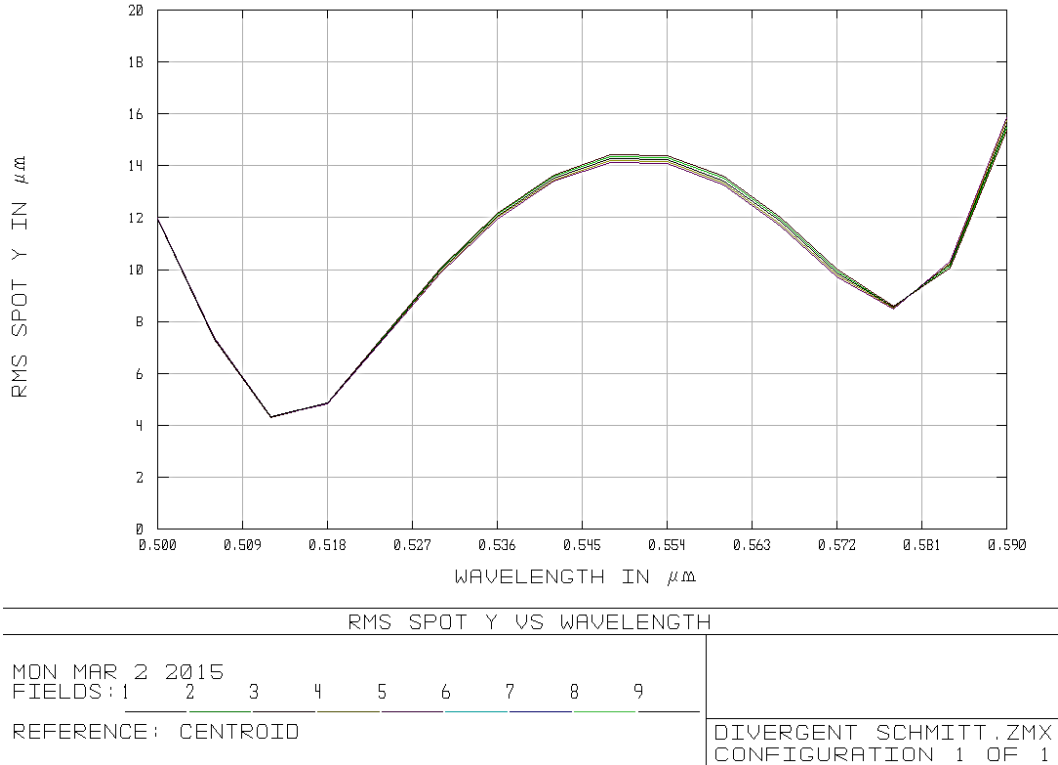


Fig. 15.11.- Coma óptica contra longitud de onda para el diseño 3. $G = 1200$ líneas/mm, $\lambda_c = 550$ nm. Plano focal optimizado.

Este diseño sin embargo presenta inestabilidad severa debido a la divergencia del haz. Ante cambios del orden de cientos de micras en alguno de los parámetros del sistema la imagen anastigmática desaparece aumentando las aberraciones considerablemente. Depende fuertemente de la geometría del sistema, ante cambios en la configuración de la red de difracción se pierde completamente la resolución alcanzada. Es sin embargo posible encontrar un valor para cada variable tal que se corrige el astigmatismo y se reduce la coma simultáneamente para todo el rango espectral usando iluminación divergente. Este sistema no funciona para los fines de versatilidad de este trabajo.

Como resultados generales a los tres diseños se encontró que la distancia L_{cg} no afecta en demasía el performance del banco óptico. Al aumentar la relación focal la aberración esférica disminuye considerablemente. Para reducir la coma residual los ángulos φ , α_c y α_f deben tener el menor valor posible.

Capítulo 4

Diseño electrónico del espectrómetro

Para hacer funcional el espectrómetro y adquirir los datos en un ordenador deben implementarse un mínimo de módulos electrónicos de tareas específicas. Estos son: un sistema electrónico para manejar el registro de corrimiento del detector CCD, un convertidor analógico-digital (ADC), una unidad de procesamiento de datos, un módulo de conexión USB para enviar los datos a la PC y una unidad general de control para manejar los demás dispositivos.

En este capítulo se presenta el desarrollo seguido para la construcción del sistema de adquisición de datos del espectrómetro, el diseño del circuito impreso (PCB) y los componentes electrónicos necesarios.

16.1 La tarjeta de desarrollo USB *Teensy3.1*

Los dispositivos comerciales¹¹ usan una tarjeta de control basado en un FPGA (Field Programmable Gate Array) y varios IC (Integrated Circuit) diseñados para cada tarea en específico. El FPGA se usa para generar y sincronizar los relojes de funcionamiento de cada IC, para realizar operaciones matemáticas con la pila de datos, manipular las transacciones de datos entre los componentes y para controlar el inicio de tareas de estos. Cada IC tiene una tarea específica, un controlador USB es necesario para enviar los datos adquiridos por el espectrómetro a la PC, un convertidor analógico-digital para la digitalización de los datos leídos por el sensor, memorias RAM independientes para guardar el código de funcionamiento y almacenar temporalmente la pila de datos mientras se manipula, así mismo de varios dispositivos adicionales para el procesamiento de la señal. Todo esto requiere de conocimiento avanzado en electrónica y lenguaje de descripción de hardware para el diseño de la placa impresa del espectrómetro. En este trabajo se prueba que con un microcontrolador (MCU por sus siglas en inglés) de arquitectura ARM-M3 con los módulos antes citados integrados es posible alcanzar un desempeño similar por un costo más reducido, en mucho menor tiempo de desarrollo y sin la necesidad de conocer la complejidad del diseño digital usando un FPGA y módulos externos de procesamiento.

El microcontrolador elegido para este trabajo es la tarjeta de desarrollo *Teensy3.1* basada en el MCU MK20DX256 de Freescale Semiconductor con un costo de \$19.80US. La Tabla 2 muestra algunas de sus características clave. El *Teensy3.1* está pensado como una tarjeta de desarrollos USB por lo que resulta ideal para el diseño, alcanza velocidades de transmisión de datos de hasta un Mbyte/s con el host, mientras que ciertas características del procesador le permiten realizar algunas tareas y transacciones sin uso de la unidad de procesamiento principal.

Tabla 2.- Especificaciones técnicas del *Teensy3.1*

Característica	Especificación	Unidad
Velocidad de procesador	96	MHz
Memoria Flash	256	Kbytes
RAM	64	Kbytes
Entradas/salidas digitales	34	Pines
ADC	2	Canales
Resolución del ADC	8,10,12,16	Bits
Amplificador de ganancia	2	Canales
DAC	1	Canal
Resolución de DAC	12	Bits
Relojes programables	12	Pines/canales
USB	1	Canal

¹¹ Espectrómetros Thorlabs y OceanOptics.

Voltaje de funcionamiento	3.3	Volts
---------------------------	-----	-------

El Teensy3.1 puede ser programado en C++ y cargado vía USB de manera sencilla. La lógica del Teensy3.1 es de 3.3V, pero tiene tolerancia de 5V.

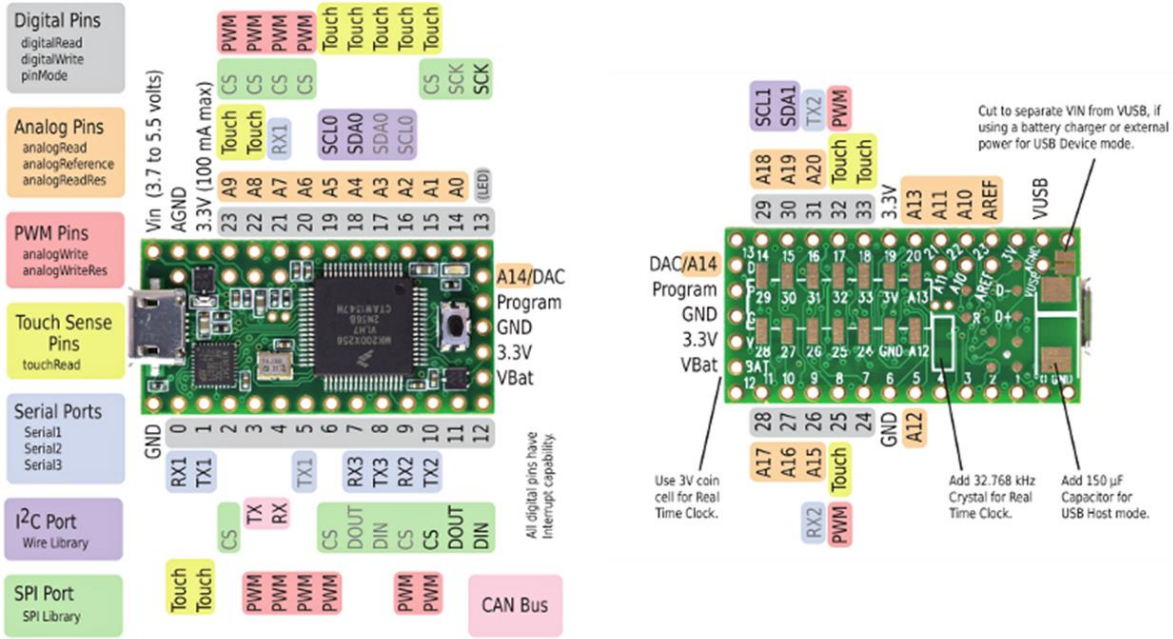


Fig. 16.1.- Pinout de la tarjeta de desarrollos Teensy3.1.

La programación se realiza con la IDE (Integrated Development Environment) de *Arduino* en C++ y los *cores* y herramientas de software desarrollados por Paul J. Stoffregen para el Teensy3.1¹².

16.2 Control del sensor CCD

El control del CCD se realiza a partir de las especificaciones de tiempo o *timing chart* que da el fabricante, Fig. 16.2. El TCD1304 necesita de 3 señales lógicas de control, *SH* (Shift Gate) que controla el tiempo de integración, *ICG* (Integration Clear Gate) que controla la compuerta de transferencia del CCD y ϕM (Master Clock) que controla el registro de corrimiento y el resto de la electrónica digital interna del sensor.

¹² <https://www.pjrc.com/teensy> . Última revisión 04/03/2015.

TIMING CHART

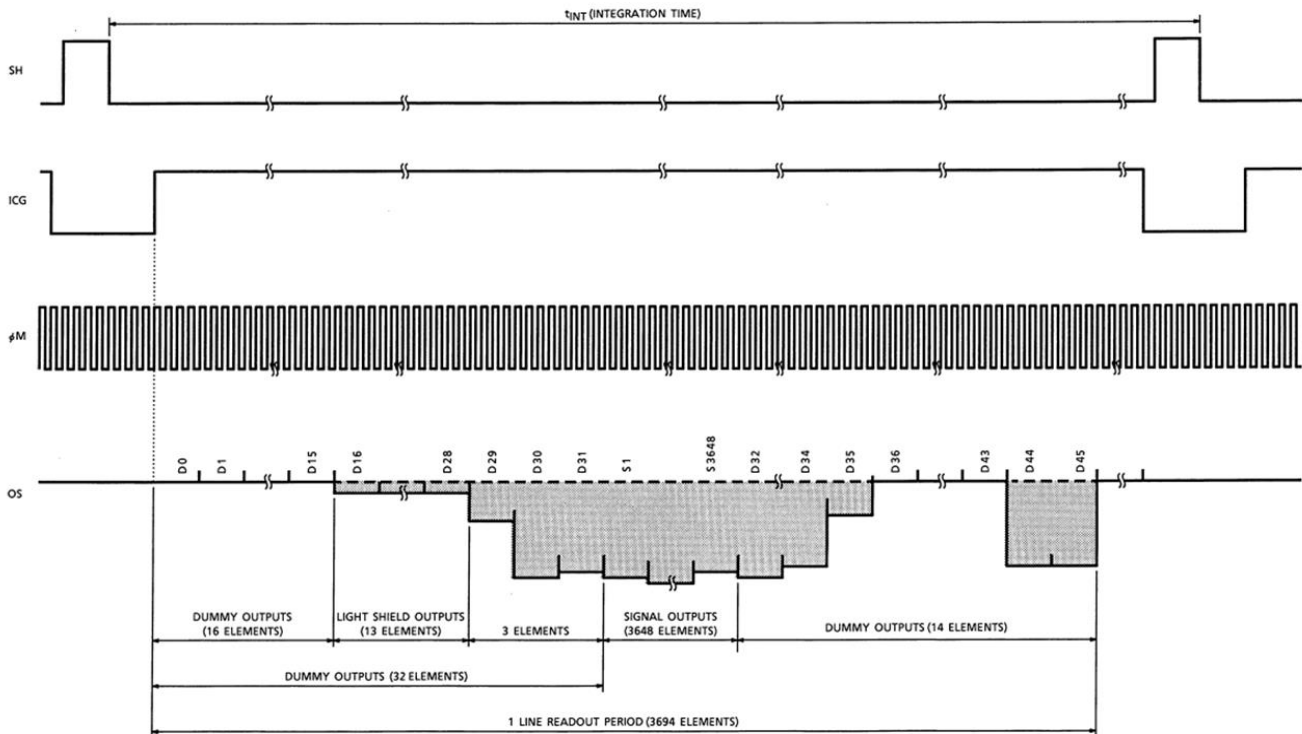


Fig. 16.2.- Timing Chart del sensor TCD1304.

Para el control de ϕM se usa uno de los relojes internos del Teensy3.1 para generar una señal de onda cuadrada exactamente de 2MHz con un uso nulo del procesador interno. Las señales *ICG* y *SH* solo requieren de 3 instrucciones por cada ciclo de lectura por lo que no es necesario usar ningún reloj interno del MCU para su generación.

El periodo de integración corresponde al periodo de *SH*. La señal *ICG* controla la transferencia de cargas al registro de corrimiento interno del CCD a modo de obturador electrónico. Como se desea que el tiempo de integración pueda ser ajustado por el usuario, el periodo de *SH* e *ICG* son variables.

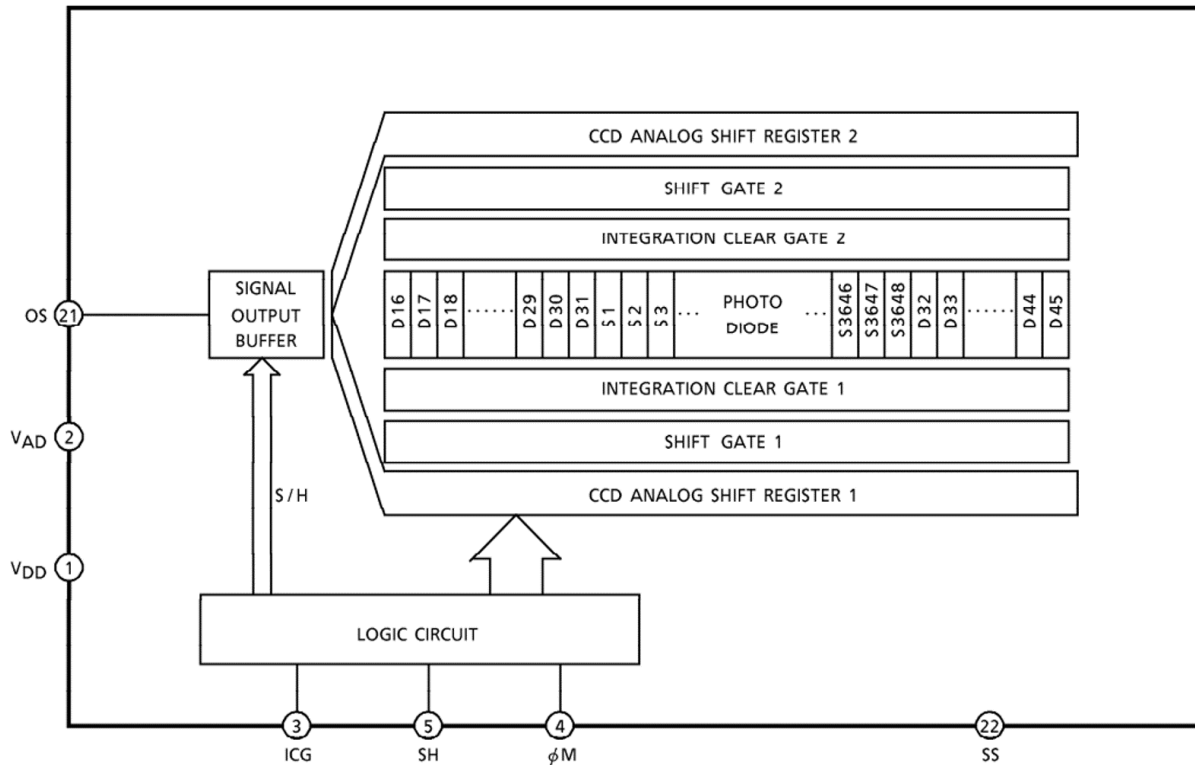


Fig. 16.3.- Diagrama de bloques del TCD1304.

La señal de salida *OS* (Output Signal) tiene una *frecuencia de lectura* ϕL cuatro veces menor a ϕM . Como se muestra en la Fig. 16.3 los primeros 32 y los últimos 14 pixeles dan una señal muerta, estos pixeles blindados ópticamente pueden ser usados para medir el nivel de corriente oscura del detector. Para mantener el contador de lectura se utiliza otro reloj interno del Teensy3.1 que se ajusta a la frecuencia de ϕL y se inicia justo al comienzo de la transferencia de datos, es decir, cuando *ICG* pasa de nivel bajo a alto, dicho reloj llama una interrupción en cada flanco ascendente que aumenta un contador en una unidad hasta llegar 3694 que es el número de pixeles del TCD1304, cuando llega a este valor se reinicia el contador, el reloj se para y se cambian los estados de *ICG* y *SH* de acuerdo al timing chart para reiniciar el contador de pixeles nuevamente.

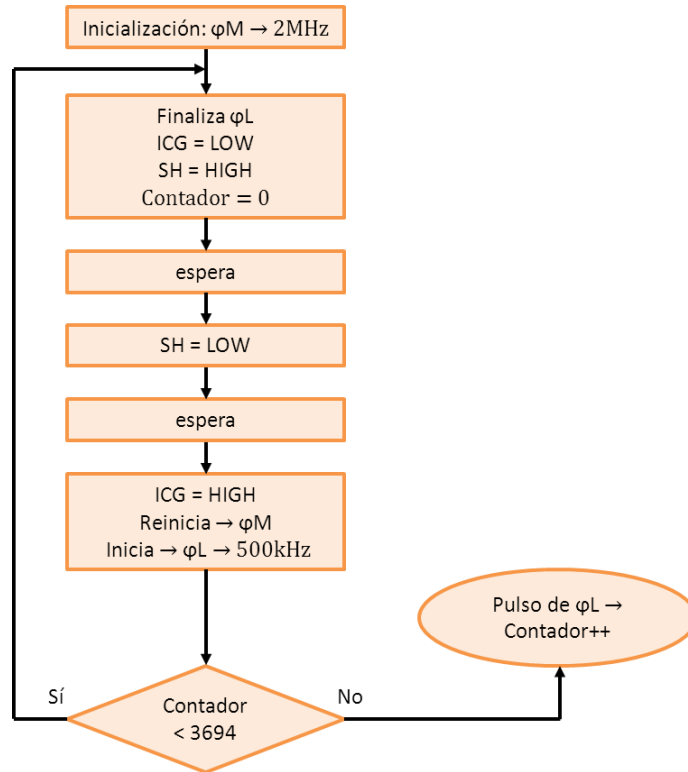


Fig. 16.4.- Diagrama de flujo de control de las señales del CCD.

Los bloques de *espera* en la Fig. 16.4 son variables y dependen del tiempo de integración elegido por el usuario.

La Fig. 16.5 muestra el resultado obtenido con el MCU y el circuito mínimo para el TCD1305 recomendado por el fabricante visto desde un osciloscopio para los primeros pixeles del CCD, la señal amarilla representa *OS*. Se puede observar el ruido debido al reinicio del nodo de conversión al final del registro del CCD, este pico que se repite periódicamente con una frecuencia igual a ϕL indica que el registro de corrimiento ha avanzado, el pulso de ϕL se encuentra estratégicamente desfasado aproximadamente medio periodo del estrobo del contador (en morado) ya que posteriormente será usado para disparar el ADC del MCU.

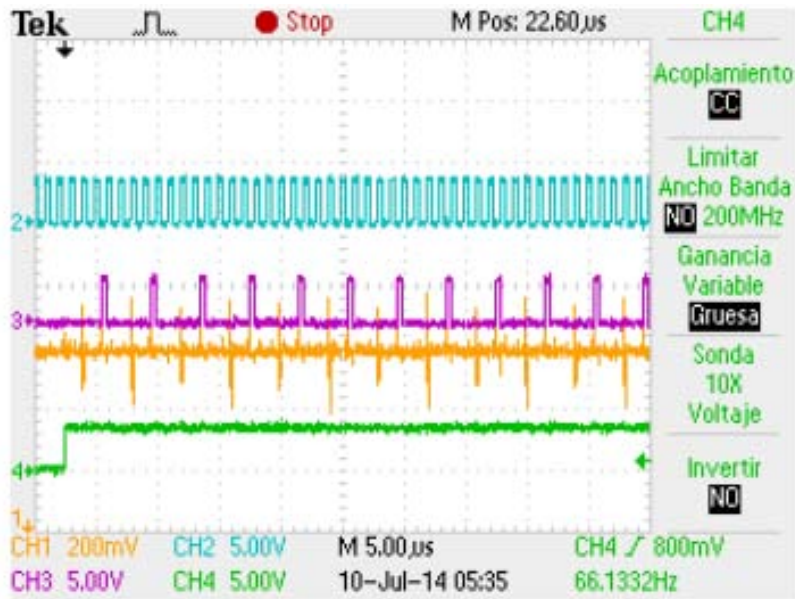


Fig. 16.5.- Vista en osciloscopio del timing chart generado por el MCU, en verde *ICG*, en azul ϕM , en morado el estrobo del contador y en amarillo *OS* para los primeros pixeles.

Una visualización completa de todo el registro del CCD se muestra en la Fig. 16.6 donde el tiempo de integración se ha ajustado a aproximadamente 9ms para poder observar los cambios de nivel en *ICG* y *SH*, así como la señal integrada del CCD.

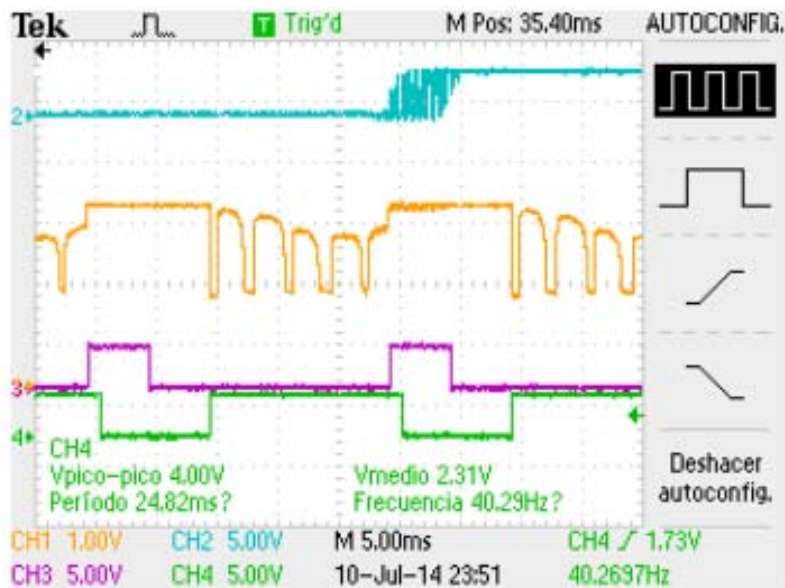


Fig. 16.6.- Vista en osciloscopio del registro completo. *ICG* en verde, *SH* en morado y *OS* en amarillo. Los picos observados en *OS* son debidos a una máscara negra de 5 rejillas que se ha colocado sobre el CCD mientras se ilumina con luz de día.

16.3 Digitalización de la señal

El Teensy3.1 tiene integrados dos módulos ADC de 16 bits con una frecuencia de muestreo máxima de 818ksps si se limita a 12 bits de resolución¹³. Como la velocidad del ADC del Teensy3.1 también está limitada, el TCD1304 se opera a una velocidad de muestreo de 500kHz y una velocidad de reloj de 2MHz para empatar con la velocidad de adquisición de la tarjeta y un divisor entero de la frecuencia del CPU del chip para el uso sincronizado de uno de sus relojes internos.

El MCU también cuenta con dos amplificadores de ganancia programables (PGA), sin embargo para un ajuste fino se usa un amplificador de instrumentación por lo que no es utilizada esta característica del teensy3.1.

El ADC integrado al MCU permite iniciar la conversión de la señal y liberar inmediatamente el procesador, el valor de la conversión se guardará en un registro de 16bits cuando finaliza y se puede leer directamente. De esta forma se mantiene libre el MCU para realizar otras tareas una vez inicializado el ADC. El inicio de la conversión se inicia en cada pulso de ϕL (véase Fig. 16.5), posteriormente se lee el resultado de la conversión anterior en el registro de valor del ADC y se guarda en un buffer de datos. Cuando se ha leído y digitalizado la totalidad de pixeles del CCD el buffer de datos está listo para el envío. La Fig. 16.7 muestra el diagrama de flujo de este proceso.

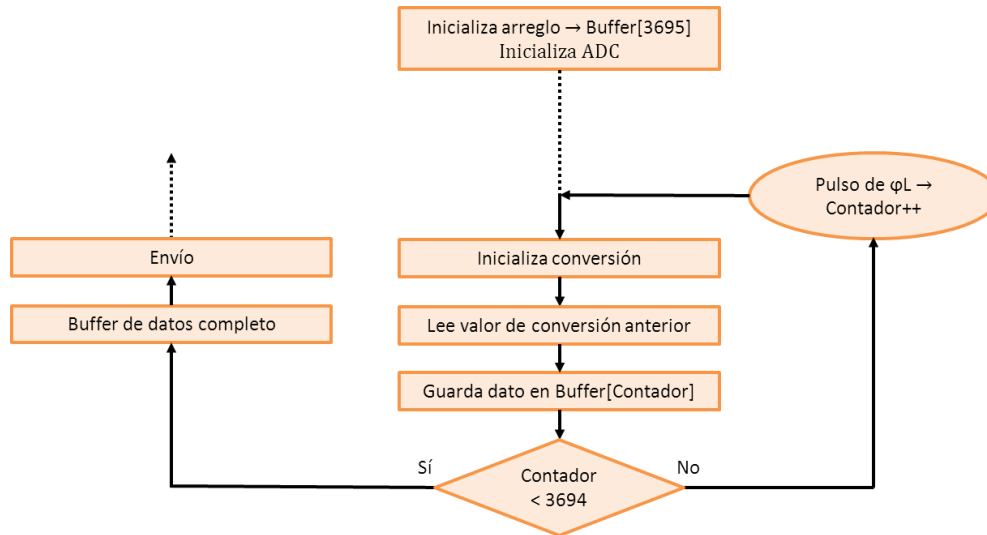


Fig. 16.7.- Diagrama de flujo para la conversión de la señal.

¹³ El teensy3.1 cuenta con un módulo ADC de 16bits, sin embargo el fabricante solo garantiza 13bits efectivos de resolución para el MK20DX256 si se promedia la señal internamente. Como el promediado reduce el tiempo de adquisición en un factor de 4 para alcanzar este performance se opta por utilizar el ADC a 12 bits de resolución como valor seguro.

El Teensy3.1 es una tarjeta de desarrollo para aplicaciones USB por lo que cuenta con una unidad de control totalmente equipada para este propósito. El MCU cuenta con un único puerto USB full-speed que puede alcanzar velocidad de envío/recepción de hasta 1Mbyte/seg. La velocidad máxima efectiva dependerá de la capacidad de respuesta del host. Para un ordenador personal equipado con Windows XP se ha medido en 800KBytes/seg aproximadamente. La Fig. 16.8 muestra la velocidad de envío del teensy3.1 para diversos sistemas operativos.

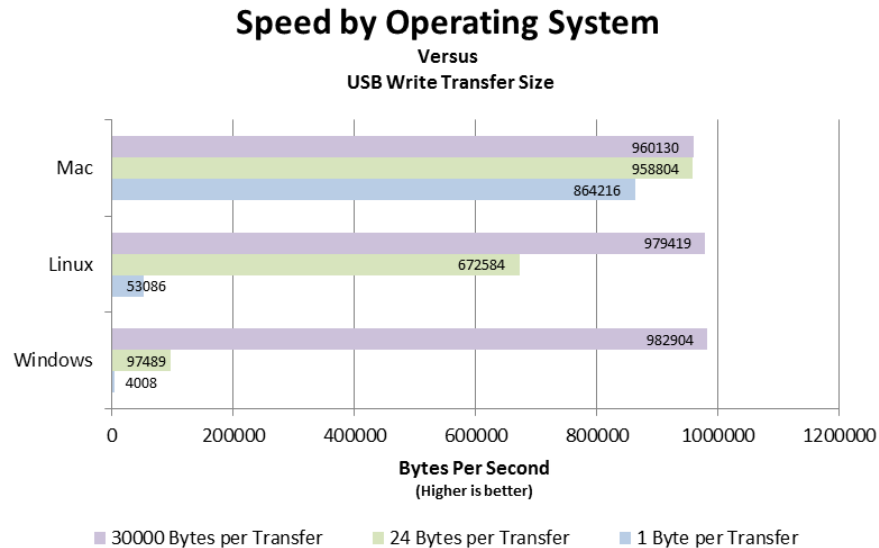


Fig. 16.8.- Performance de envío del Teensy3.1. <https://www.pjrc.com/teensy/>. Última revisión 04/03/2015.

Para un envío de datos eficiente los datos se mandan en un solo paquete de 7388 Bytes¹⁴ (dos bytes por cada pixel) junto un protocolo de enlace en cada envío para no perder la sincronización de la PC con el MCU. Mientras el envío está en transacción el MCU se encuentra trabajando por lo que habrá un tiempo de espera antes de empezar la lectura del CCD de nuevo, este tiempo se ha medido en una PC convencional y es de 7.6 milisegundos.

El protocolo de enlace envía desde el MCU una cadena de caracteres conocida que el host reconoce como inicio del paquete de datos de interés. Una vez identificada la cadena el host sabrá que los siguientes 7388 bytes en la pila de recepción corresponderán a los datos del registro del CCD. En caso contrario borrará toda la pila de recepción mientras espera nuevamente el protocolo de enlace.

¹⁴ En realidad el Teensy3.1 administra el envío de forma automática esperando respuesta del host y enviando de manera eficiente y continua en paquetes de 64Bytes hasta completar el envío.

16.4 Caracterización de la adquisición

Para determinar los requerimientos del circuito con el cual se va a condicionar y adquirir la señal del CCD, se necesita a priori caracterizar la señal.

Debido a las características de operación del sensor, la señal de interés *OS* tendrá dos fuentes de ruido importantes que se verán reflejadas en un rizado en la señal a frecuencias específicas; una debida al pulso del reloj maestro a 2MHz y otro debida al reset del nodo de difusión a 500KHz. El efecto de la segunda fuente de ruido puede pasar por alto, pero que el efecto de la primera puede afectar en la adquisición de datos.

El rango dinámico del ADC del Teensy3.1 está ajustado internamente y es de 0 a 3.3V. A 12 bits de resolución el paso equivalente es de $805.86\mu\text{V}$ por bit. Para el ajuste de offset el convertidor digital-analógico tiene una resolución de 12 bits y un error debido a cambios de temperatura menor a $500\mu\text{V}$ en el rango de 0 a 70° .

A 500kHz el registro de corrimiento tarda 7.296ms en vaciar los 3648 pixeles del CCD y el valor de cada pixel es retenido por $2\mu\text{s}$ a la salida del sensor.

El rango de salida del CCD depende del voltaje de operación y la circuitería posterior pero se encuentra entre 0.5 y 4V. El voltaje pico-pico máximo ronda cerca de los 2V y también depende del voltaje de operación. Operando el CCD a 5V se encuentra que el valor de voltaje pico-pico máximo es de 2.02V, mientras que si se opera a 3.3V este valor disminuye a 1.4V. A 5V de operación el valor de saturación promedio es de 656mV si se mide directo del pin *OS*, mientras que si se mide en la base del transistor del circuito mostrado en la Fig. 16.12 el valor de saturación es de 1.32V.

En base a estas consideraciones se deduce que el sensor debe operarse a 5V de alimentación para aumentar el rango dinámico antes de la amplificación. El tiempo de subida de los integrados de condicionamiento debe ser mucho menor al periodo de lectura, $2\mu\text{s}$, y se busca la reducción de ruido al menos por debajo de la resolución del ADC para garantizar los 12bits efectivos de resolución.

16.5 El amplificador de instrumentación

El amplificador de instrumentación es un bloque de ganancia de lazo cerrado con una entrada diferencial y una única salida con respecto a una terminal de referencia. Su función es amplificar la diferencia entre dos señales de entrada rechazando el voltaje común a ambas. Su lugar en el circuito impreso es previo a la digitalización de la señal.

Este componente es una pieza importante dentro de la placa de control. Se revisan algunas de las especificaciones generales de las hojas de datos de estos integrados.

Velocidad de subida.-Es la razón de cambio de voltaje de salida por unidad de tiempo del circuito. La limitante en la velocidad de subida incapacita al amplificador para seguir señales que varíen más rápido que esta especificación. Un amplificador con una velocidad de subida de $1V/\mu s$ presentará a la salida un tiempo de subida de $5\mu s$ ante un cambio de 0 a 5 volts en una señal cuadrada ideal a la entrada.

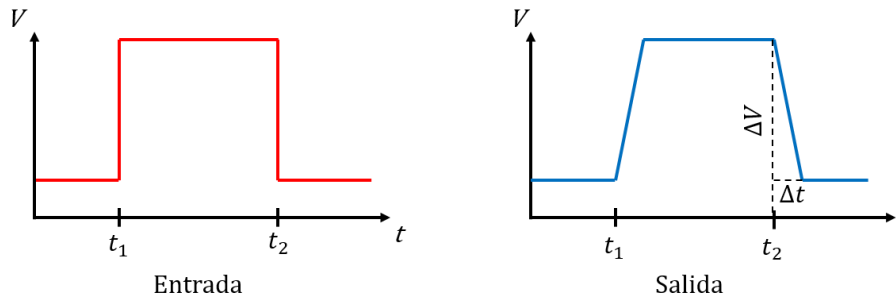


Fig. 16.9.- Efecto de la velocidad de subida para una señal cuadrada de entrada.

Ancho de banda.- Es el rango de frecuencia desde cero hasta el valor al cual la ganancia del amplificador decrece a 70.8% o -3dB (donde 0dB corresponde a la máxima salida). A este rango de le llama también respuesta dinámica del dispositivo. La frecuencia a la cual la salida del amplificador decrece al 70.8% es llamada frecuencia de corte y depende de la ganancia a la cual se use el amplificador. El amplificador también dejará pasar todas las señales espurias cuya frecuencia esté dentro de su ancho de banda de operación.

Distorsión armónica.- La distorsión armónica o distorsión armónica+ruido es una especificación que compara el contenido en frecuencia de la salida con la entrada del amplificador. Idealmente si la entrada es una señal puramente la sinusoidal, la salida también lo será. Debido a efectos no lineales de carga de los elementos internos del amplificador, la salida nunca es pura. La distorsión armónica+ruido es la razón de todas las frecuencias espurias con la fundamental y se especifica en porcentaje o decibelios. La mayor contribución a la distorsión armónica es debida a la velocidad de subida y las limitantes de oscilación de voltaje, por lo que su valor dependerá de la frecuencia de trabajo.

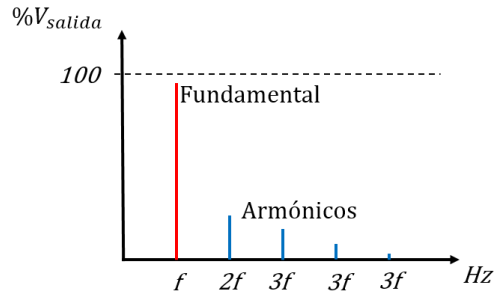


Fig. 16.10.- Efecto de la distorsión armónica para una señal puramente sinusoidal.

Tiempo de asentamiento.- Es el tiempo transcurrido desde la aplicación de una señal instantánea escalón hasta el tiempo en el cual la salida del amplificador permanece dentro de una banda específica de error. El rizado en una señal tiene la forma de una oscilación amortiguada y es causado por la resonancia de capacitancias e inductancias parásitas en el circuito y por reflexión de la señal causada por el desajuste de impedancias. Es más notorio en los cambios rápidos en el nivel de la señal. Por ejemplo, en un amplificador con un tiempo de asentamiento de $1\mu\text{s}$ al 0.1% para una señal escalón de 10V, la señal de salida presentará un rizado de amplitud mayor a 100mV durante $1\mu\text{s}$ antes de estabilizarse dentro de la banda de error del 0.1% del voltaje del escalón.

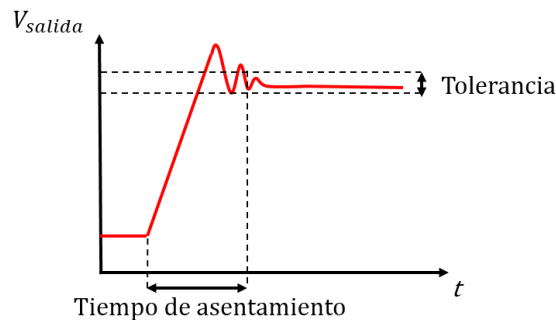


Fig. 16.11.- Efecto del tiempo de asentamiento.

Ruido.- Usualmente referido como ruido equivalente a la entrada o bien a la salida, se especifica en unidades de $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Si se refiere a la entrada entonces el valor de la hoja de datos debe multiplicarse por la ganancia de operación, mientras que referido a la salida se divide por este valor para obtener el poder de ruido total en una aplicación dada. Por otro lado, el espectro de potencia RMS del ruido se divide en dos zonas, a frecuencias bajas su densidad varía como $1/f$, mientras que a frecuencias altas el espectro es constante. A frecuencias altas el ruido es blanco y su amplitud instantánea tiene una distribución gaussiana. La frecuencia a la cual el espectro de potencia empieza a ser constante se llama *frecuencia de esquina* y es importante para conocer el ruido predominante según la velocidad de operación. El parámetro usualmente dado por el fabricante para especificar el ruido es el valor de densidad constante a frecuencias altas. Para encontrar el valor RMS del ruido en una región dada del espectro hay que multiplicar el valor dado por fabricante en $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ por la raíz cuadrada del ancho de banda de operación y la ganancia. Si se desea conocer el valor pico-pico

del ruido lo más común es multiplicar el valor RMS por 6.6 (MT-048, 2009) (SLVA043B, 2007), que equivale al 99.9% del área bajo la gaussiana de distribución de amplitud instantánea del ruido blanco del amplificador. Con esto se garantiza que amplitudes mayores a este valor ocurrirán con una probabilidad menor al 0.1% en el tiempo. Por ejemplo, para un amplificador que tiene una especificación de ruido referido a la entrada de $1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ que se usa a una ganancia de 100 en el rango de frecuencias de 10-10010Hz se tendrá un valor RMS de nivel de ruido de $100\text{nV}_{\text{RMS}} * \text{ganancia} = 1\mu\text{V}_{\text{RMS}}$ y la amplitud pico-pico esperada será de $6.6\mu\text{V}$ máxima.

Razón de rechazo de modo común.- Se define como el cociente entre la salida del voltaje diferencial con el voltaje común a las señales de entrada y depende de la ganancia y la frecuencia de operación. Idealmente este valor debería ser infinito para rechazar todo el voltaje común a la entrada diferencial en un amplificador de instrumentación. Cuando se especifica en unidades de dB se refiere a la atenuación del modo común (CMR, Common-Mode Rejection), a partir del cual se encuentra la razón (CMRR, Common-Mode Rejection Ratio) a partir de la fórmula $\text{CMR} = 20\log_{10}\text{CMRR}$ (MT-042, 2009). Por ejemplo, un amplificador con un valor de CMRR de 10,000 equivaldrá a un valor CMR de 80dB, esto quiere decir que el voltaje diferencial será 10,000 mayor al voltaje común del par de entradas del dispositivo.

16.6 Circuito del sensor

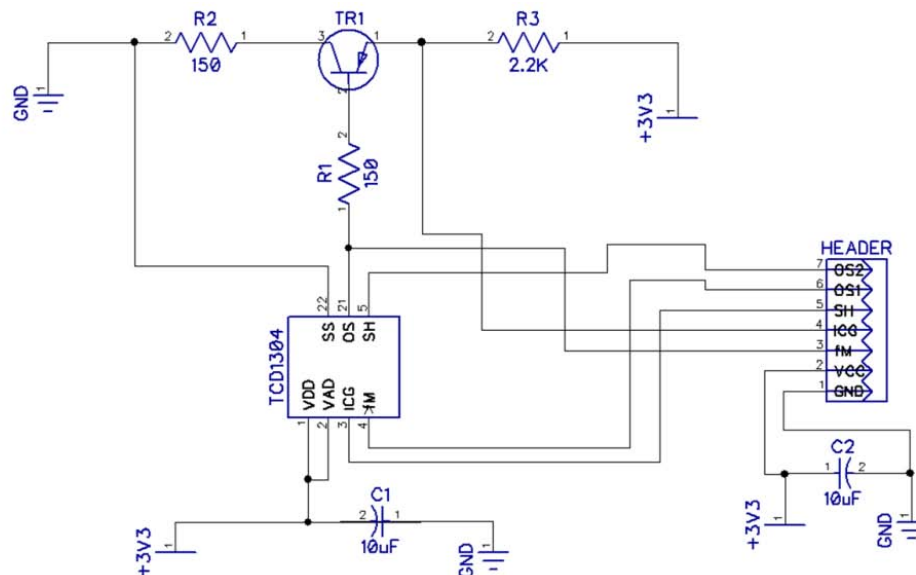


Fig. 16.12.- Esquemático del circuito para el sensor TCD1304.

Para la realización de este circuito se sigue el diagrama recomendado por el fabricante. El transistor de salida es el modelo 2SA1162S de Toshiba equivalente al especificado en la hoja de datos del

TCD1304. Se ha añadido un filtro EMI (Electromagnetic interference) a la terminal de alimentación modelo BKP2125HS330-T de Taiyo Yuden. El cabezal de conexiones contiene la señal OS del CCD más la misma señal una vez que ha pasado el transistor del circuito para fines de depuración posteriores.

16.7 Circuito principal

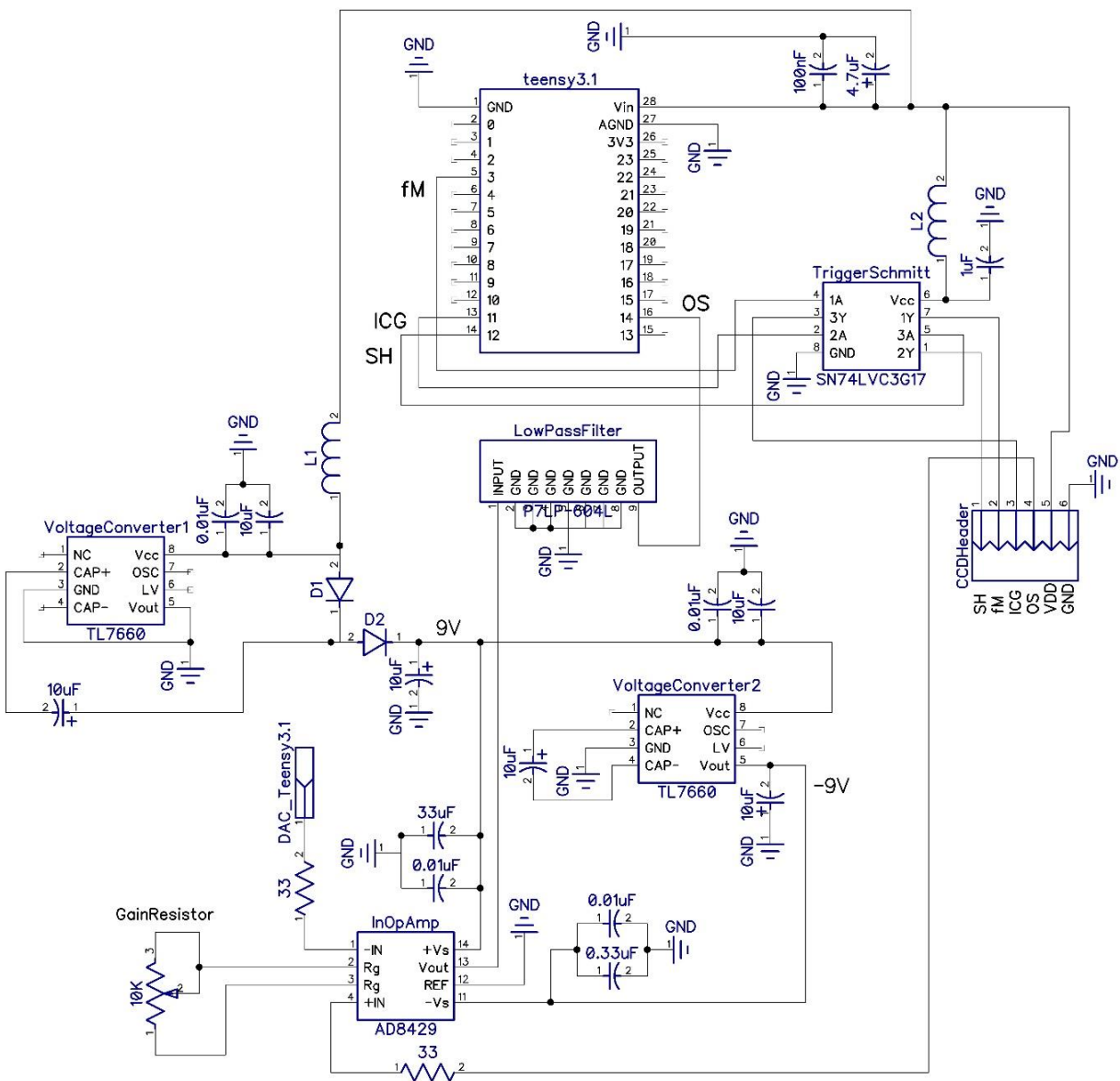


Fig. 16.13.- Esquemático del circuito principal.

Los elementos L1 y L2 son ferritas para línea de poder modelo BKP2125HS330-T de Taiyo Yuden, funcionan como filtro EMI para la alimentación de los integrados. La mayoría de los capacitores conectados a la alimentación de los integrados funcionan como bypass para filtrar la línea de alimentación.

Los integrados que componen el esquemático se citan a continuación:

AD8429.- Este amplificador de Analog Devices ofrece una solución monolítica de ultra bajo ruido y distorsión. La frecuencia de esquina del AD8429 es menor a 100Hz, su valor de CMRR a una ganancia unitaria es de 10μV. El offset máximo que especifica la hoja de datos es de 150μV. La frecuencia de operación es mayor a 4MHz para el rango de amplificación requerido. Los parámetros importantes por lo cual se elige este integrado es su bajo tiempo de asentamiento, 750ns en un margen de error de 0.01%, y su alta velocidad de subida, 22V/μs. Las especificaciones de voltaje de operación dadas por el fabricante para una salida de 0 a 3.3V exigen una alimentación de este circuito de al menos ±7V.

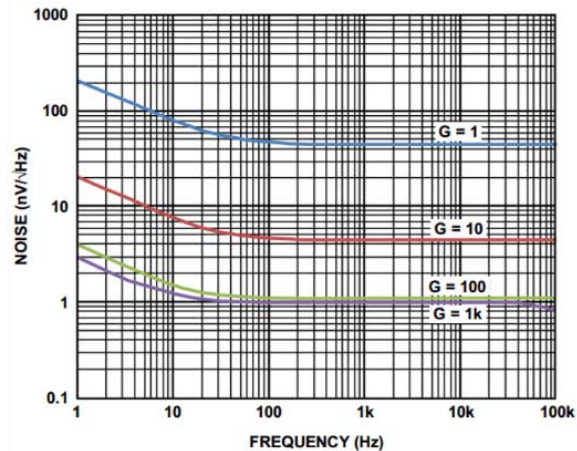
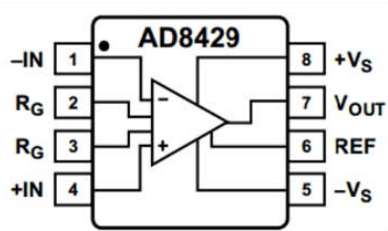


Fig. 16.14.- Pinout y potencia de ruido del AD8429. Analog Devices datasheet rev. 0.

Entre las terminales R_G se inserta un resistor variable para un ajuste fino de la amplificación de la señal acorde al rango dinámico del CCD, la fórmula para calcular el valor de ganancia la da el fabricante y viene dada por:

$$G = 1 + \frac{6k\Omega}{R_G} \tag{28}$$

Se usa un trimmer de 10kΩ para ajustar la ganancia de la señal. La entrada diferencial -IN está conectada a la salida del DAC del Teensy3.1 y la entrada +IN a la señal OS del cabezal de conexiones del CCD. Se insertan dos resistencias de 33Ω en estas líneas para reducir la oscilación de la señal a la entrada del amplificador.

El voltaje de salida del AD8429 sigue la siguiente fórmula (Analog Devices datasheet Rev. 0):

$$V_{salida} = G \times (V_{IN+} - V_{IN-}) + V_{ref} \quad (29)$$

Donde G corresponde a la ganancia y V_{ref} al voltaje de referencia del amplificador.

Trigger-Schmitt Buffer SN74LVC3G17.- Este integrado de Texas Instruments contiene tres buffers que efectúan la operación booleana $Y = A$, donde Y es la entrada y A es la salida. Cada buffer tiene integrado un trigger-Schmitt que le permite convertir la lógica del Teensy3.1 de 3.3V a un voltaje de 5V, necesario para aumentar el rango dinámico del CCD. La implementación del trigger-Schmitt tiene como función adicional la inmunidad contra el ruido, el buffer de la señal y el acoplamiento de impedancias. El SN74LVC3G17 tiene la característica importante de bajo retraso de propagación de la señal de entrada, 1ns típicamente y menor a 4.1ns operado a 5V que le permiten operar a altas velocidades.

Filtro LC pasabajos P7LP-XXXL.-El filtrado de la señal puede realizarse esencialmente con tres tipos de circuitos, RC, LC y filtro activo. El primero tiene el problema de caída de tensión por el uso de resistencias, mientras que el tercero en general presenta problemas a altas frecuencias debido a la limitante de los amplificadores operacionales. La opción elegida en este trabajo para el filtrado a 500kHz es un filtro LC, ya que presenta baja pérdida de potencia y mínimo retraso en el ancho de banda de operación. El P7LP-XXXL (CoilCraft datasheet Rev. 01/24/12) de CoilCraft es un módulo LC de filtrado tipo elíptico de 7 polos con frecuencias de corte diversas dependiendo el modelo que ofrecen una pérdida de potencia máxima alrededor del 5%. En el esquemático está conectado a la salida del AD8429 y a una de las entradas analógicas del Teensy3.1. Para este diseño se prueban los filtros con corte en 600kHz, 1.5MHz y 6MHz.

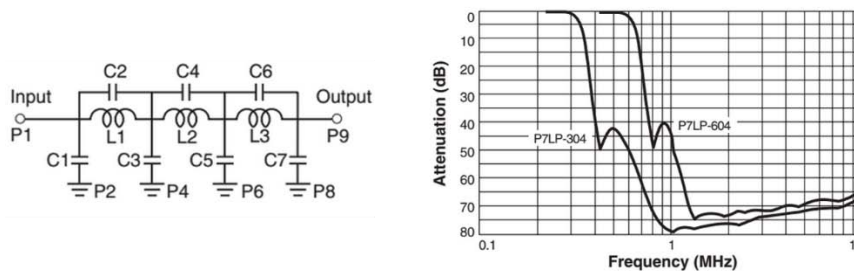


Fig. 16.1.- Esquemático y salida para los modelos con frecuencia de corte en 0.3 y 0.6 MHz. CoilCraft datasheet

Regulador de voltaje TL7660.- El TL7660 de Texas Instruments es un convertidor de voltaje por conmutación con las funciones de duplicación, división e inversión de voltaje. El uso de este dispositivo es necesario para la operación del amplificador de instrumentación ya que la tarjeta de control solo ofrece los 5V del puerto USB. Se requieren dos TL7660 en cascada, uno para elevar la tensión del USB a 8V y otro para invertir el voltaje a $-8V$. Los circuitos para estas operaciones vienen en la hoja de especificaciones del TL7660 y se muestran en la Fig. 16.15. En la Fig. 16.15 (b), V_F se refiere al voltaje de inversa de los diodos del circuito. Se usan IN4004 que especifican un voltaje de

inversa cercano a 1V, sumando las contribuciones de ambos diodos el voltaje de salida deberá ser cercano a 8V.

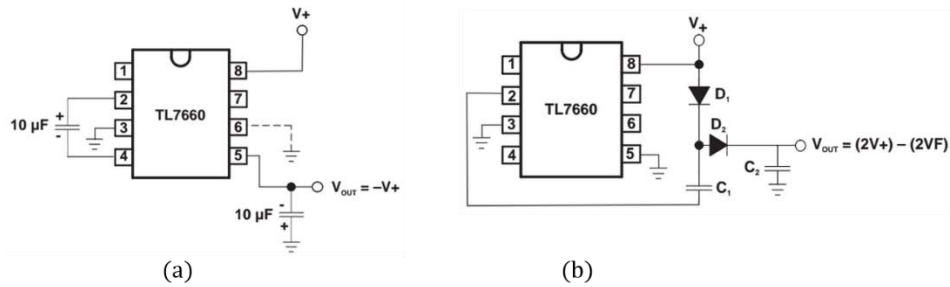


Fig. 16.15.- a) Inversor de voltaje. b) Duplicador de voltaje. Texas Instruments datasheet Rev. 2006.

16.8 Resultados

El circuito impreso ensamblado se muestra en la Fig. 16.16.

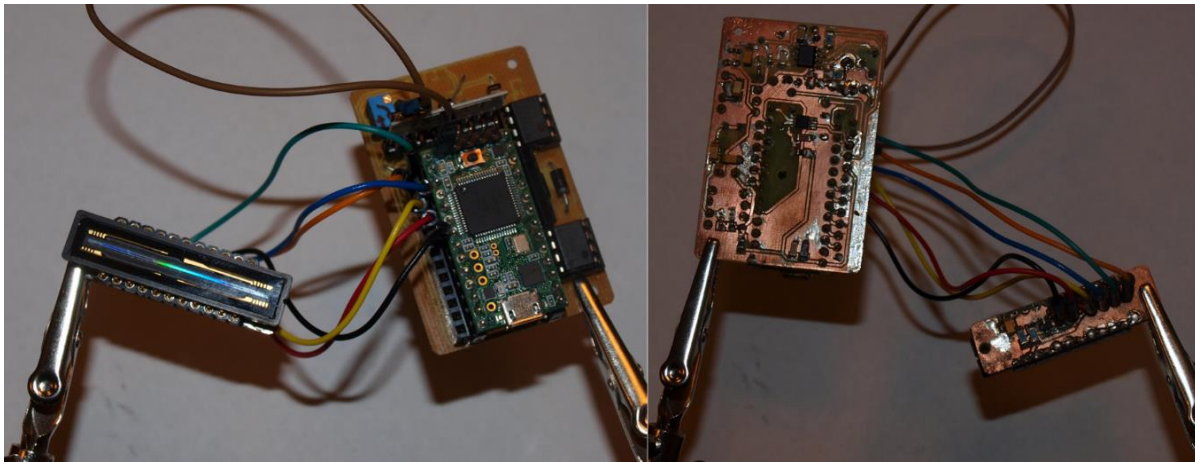


Fig. 16.16.- Circuito completo construido.

En el análisis no se consideró la ganancia del transistor externo del CCD para estimar el valor de la resistencia R_G del amplificador de instrumentación, la ganancia requerida para ajustar al rango dinámico a 3.3V requiere una resistencia ligeramente mayor a 10kΩ. Sin embargo la tolerancia del trimmer permite ajustar al valor requerido para empatar con el ADC, 10.26kΩ encontrado experimentalmente.

Al acoplar los diferentes filtros pasa bajos se obtienen resultados no esperados. La forma de onda de salida del CCD es similar a una señal escalera debido a que el valor de amplitud es una función discreta y discontinua de la posición del pixel. Estos cambios bruscos de amplitud contienen un espectro de Fourier en frecuencias altas, por lo que al filtrar la señal cerca de la frecuencia de

muestreo la forma de onda se suaviza notablemente introduciendo un error no esperado en la amplitud de la salida.

Más problemático aún resulta el rizado producido por los filtros en todos los casos. El filtro de tipo elíptico está optimizado para tener una pendiente de corte pronunciada a altas frecuencias pero no tiene una respuesta líneas en fase para todas las frecuencias del filtro. Esto provoca que la respuesta a una función escalón de entrada, como es el caso de la forma de onda del CCD, no sea perfecta y presente oscilaciones (apéndice III). Para solucionar este problema lo ideal es utilizar un filtro tipo Bessel, el cual está optimizado para tener la mejor respuesta ante una entrada de forma escalón y es lineal en fase para todas las frecuencias del filtro. Un estudio detallado de los diferentes tipos de filtros puede encontrarse en (Malvino, 2007, págs. 809-868)

El TL7660 es un convertidor de voltaje por conmutación capacitiva. En este diseño no se previó que el integrado introduce un ruido considerablemente alto para esta aplicación debido al reloj de conmutación. Esto se refleja en la señal final que presenta oscilaciones rápidas de hasta 20mV en condiciones de saturación degradando el performance de la adquisición. El rango dinámico del ADC es de 4096, mientras para el del circuito del sensor es en el mejor de los casos de alrededor de 330.

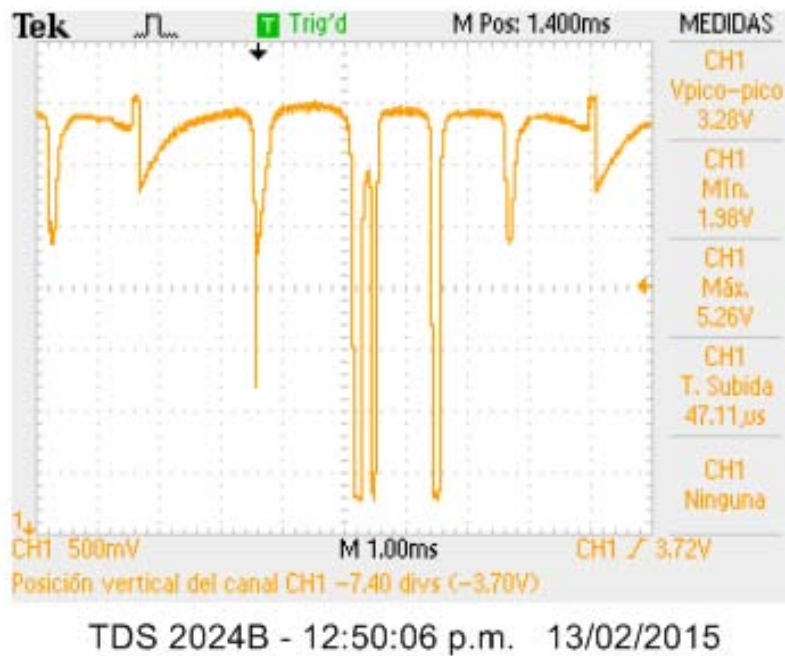


Fig. 16.17.- Salida del circuito completo una vez ajustado en rango dinámico a 3.3V a un tiempo de integración de 7.5ms e iluminación de luz de día. Los picos observados son debido a una máscara de 5 rejillas colocada sobre el detector.

El tiempo total de adquisición y envío de datos a un ordenador es de aproximadamente de 15ms para la totalidad del registro del CCD ajustando al tiempo de integración mínimo. Los dispositivos

comerciales para este sensor tienen un tiempo de adquisición mínimo de alrededor de 3.5ms usando un puerto USB High-Speed y aproximadamente 8ms con un puerto Full-Speed¹⁵.

¹⁵ Espectrómetros OceanOptics. Este valor corresponde al tiempo mínimo de drenado del TCD1304 operado a 4MHz y al tiempo mínimo de envío por el puerto USB.

Capítulo 5

Interfaz gráfica y control

La idea de desarrollar un entorno gráfico es permitir al usuario manipular y controlar las acciones del dispositivo, así como realizar análisis y visualización de datos utilizando un conjunto de elementos gráficos. De esta forma se plantea una interacción amigable para el uso del dispositivo.

En este capítulo se completa la descripción el diseño de software comenzado en el capítulo anterior. Se describen los protocolos de comunicación y sincronización del Teensy3.1 y la PC. También se explica el desarrollo de la GUI para el control, adquisición y presentación de los datos recogidos por el espectrómetro. El código completo se presenta en el apéndice III.

21.1 Lenguaje y librerías de programación

Para la construcción de la GUI se utiliza el entorno de programación *Processing*¹⁶ basado en Java. Java es un lenguaje orientado objetos con una sintaxis similar a C. La principal ventaja de construir una GUI en Java es que permite al software ser multiplataforma y correr en dispositivos móviles.

Processing es un entorno de programación y desarrollo de código abierto pensado como herramienta educativa de fácil empleo, diseño multimedia y diseño interactivo.

El entorno Processing cuenta con una serie de funciones por default orientadas al desarrollo gráfico. Es un proyecto *open-source* con una extensa comunidad dedicada a la implementación de librerías específicas de tareas diversas en constante desarrollo. En este trabajo son de utilidad las librerías de comunicación serial y de controles gráficos disponibles en la web del proyecto.

La programación de la placa teensy3.1 se realiza con el entorno de programación de *Arduino* basado en lenguaje C++. Arduino cuenta con una serie de librerías y funciones orientadas al desarrollo de programas en microcontroladores capaz de interactuar de manera sencilla con la IDE de Processing con una sintaxis muy similar y entornos idénticos. De la misma manera es de desarrollo libre y existe una extensa cantidad de librerías en constante desarrollo para su uso en tareas cada vez específicas.

En este trabajo se utilizan las librerías de control avanzado del ADC, control de timers y de comunicación USB disponibles en la web del proyecto del Teensy3.1¹⁷. A diferencia de otras placas de desarrollo que están limitadas a la comunicación serial a una velocidad máxima de 2Mbits/seg con el host, la placa Teensy3.1 es capaz de transmitir datos como un dispositivo USB 2.0 Full Speed de manera nativa con la ventaja adicional de que la librería de comunicación emula un puerto serial evitando el control completo del protocolo USB.

Al principio de este trabajo se planteó como objetivo utilizar herramientas de desarrollo simples que no requieran de conocimientos avanzados para su manejo en la medida que fuera posible. La ventaja de utilizar los entornos de programación de Arduino y Processing es que actualmente hay un boom de desarrollo open-source en estas plataformas alrededor de todo el mundo, debido a que su curva de aprendizaje es muy rápida. Estos entornos están pensados para que personas que estén incursionando en la programación puedan hacerlo de manera simple y clara, con una potencia equiparable a los entornos clásicos.

¹⁶ <https://processing.org>. Última revisión 04/03/2015.

¹⁷ <https://www.pjrc.com/teensy>. Última revisión 04/03/2015.

21.2 Controles e indicadores de la GUI

La librería *ControlP5* disponible en la web¹⁸ está orientada a la implementación de objetos gráficos de control generales como lo son botones y barras de desplazamiento. Al generar un nuevo objeto gráfico con la librería se generan con ello las funciones de respuesta de interacción con el usuario donde se programan las tareas de llamada. Las tareas básicas a las cuales el usuario puede acceder a través de la GUI desarrollada están concatenadas en 4 menús desplegables que se describen a continuación:

Adquisición.- Controla las tareas básicas del espectrómetro. Inicia o para la adquisición de datos, permite la adquisición continua o singular del espectrómetro. Controla el tiempo de integración y el promediado de espectros (realizado en el ordenador).

Archivo.- En esta pestaña se encuentran las opciones comunes a cualquier otro ejecutable en Windows. Permite guardar los datos en una hoja de cálculo.

Análisis.- En esta pestaña se encuentran las opciones de análisis que el usuario puede realizar. Al término de este trabajo están implementadas la opción de controlar un puntero que da el valor exacto del punto de la ordenada y el pixel donde se encuentra el puntero y un indicador de valores. Esta pestaña se encuentra en desarrollo a futuro dependiendo las necesidades del usuario.

Configuración de puerto.- En esta pestaña se encuentran los controles para configurar el puerto serie del CPU. Cuenta con una pestaña que lista los puertos disponibles y los controles que inician el protocolo de comunicación y chequeo del puerto. Si el protocolo de enlace no es atendido por el dispositivo entonces se corta la comunicación y se pide elegir otro puerto o verificar la conexión.

Debajo de los menús de control se encuentra un espacio destinado a las etiquetas de status que informan al operador la configuración del dispositivo y otros mensajes de control y alerta.

¹⁸ <http://www.sojamo.de/libraries/controlP5>. Última revisión 04/03/2015.

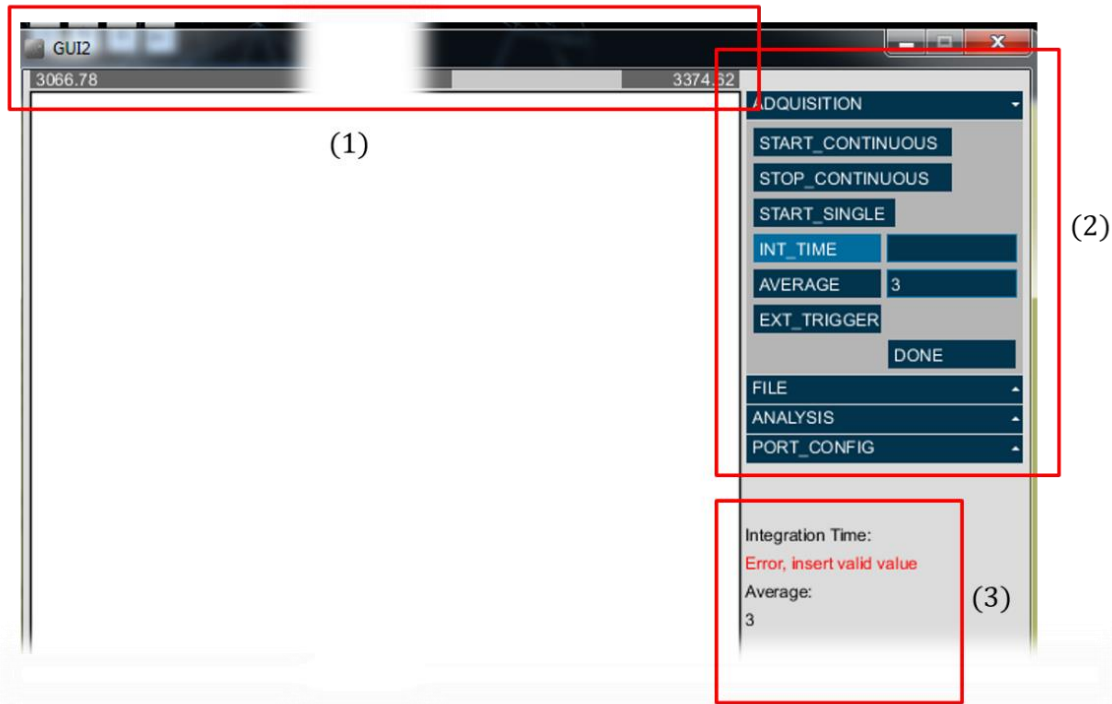


Fig. 21.1.-.- Interfaz gráfica de usuario. (1) Barra de zoom y selección interactiva del área de gráfico. (2) Paleta de controles. (3) Registro de Status y notificaciones.

21.3 Comandos del dispositivo

A través de la GUI el usuario puede enviar algunos comandos básicos a la tarjeta Teensy3.1. Los comandos son enviados seleccionando el botón específico en la pestaña de adquisición de la GUI, de esta forma el usuario no tiene que conocer el código de instrucciones programado en la tarjeta. Para asegurar el enlace con el Teensy3.1 y evitar errores se programa un sencillo protocolo de verificación que el CPU debe aprobar en cada instrucción enviada a la tarjeta, el usuario puede verificar si el comando fue enviado desde la sección de status de la GUI. Los comandos programados son los siguientes:

Comando STRT.- Este comando se activa cuando el usuario selecciona la opción de checar la conexión, si la conexión se ha establecido entonces el CPU recibirá un mensaje de confirmación y el status del dispositivo será de conectado a la PC.

Comando TINT.- Este comando se selecciona en la pestaña de adquisición y ajusta el tiempo de integración en microsegundos y milisegundos, para verificar la información el Teensy3.1 envía de

regreso el valor ajustado de integración y se despliega en la zona de status donde debe coincidir con el valor seleccionado por el usuario.

Comando EXTT.- Este comando se activa desde la pestaña de adquisición y pone el espectrómetro en modo de trigger externo, el Teensy3.1 envía de regreso la confirmación y esta se muestra en la zona de etiquetas de status.

Comando DONE.- Este comando se encuentra en la pestaña de adquisición y se ha agregado para evitar pasmar el GUI mientras recibe datos del puerto serie. Como la pila de datos es demasiado grande es fácil perder el enlace si se envían y reciben datos al mismo tiempo. El comando DONE detiene la adquisición y confirma los comandos TINT y EXTT con el microcontrolador.

Comando FINE.- Este comando se envía en cada instrucción si esta se verifica como válida por el MCU.

Comando ERRR.- Este comando notifica al ordenador que el MCU ha detectado un error durante la transacción de instrucciones.

Comandos adicionales pueden ser programados en la tarjeta posteriormente.

21.4 Protocolo de sincronización

Durante las pruebas se encontró que a velocidades de adquisición altas el dispositivo tiende a perder la sincronización la mayoría de las veces. Por ello se añadió una etiqueta de terminación de dos Bytes con valor 0XFF en cada envío. Como la pila de datos del CCD tiene valores de hasta 12 bits, este es un valor seguro de terminación.

En cada envío de datos del CCD se envía primero la etiqueta de terminación, la cual es comprobada en un bucle byte por byte por el CPU. Si la etiqueta se encuentra se leen los datos del buffer y se grafican, si no se borran los bytes de llegada hasta que se verifique que la etiqueta está en el envío de datos (ver apéndice III).

De esta forma se asegura la sincronía del paquete de datos del espectro adquirido y su manipulación por el CPU. Además si la sincronía se pierde durante el funcionamiento se vuelve a reanudar automáticamente por el CPU. Todos los datos enviados que no tengan confirmación de seguridad son borrados automáticamente por el CPU.

21.5 Presentación de la interfaz

Para la presentación gráfica del vector de datos de los pixeles del detector se programa una clase¹⁹ de área de graficación y zoom interactivo. No existe una librería que se amolde completamente a los requerimientos de esta interfaz, en el apéndice III se muestra el código de la clase construida.

Para fines demostrativos de la tarjeta de adquisición se realizó un montaje experimental en una mesa óptica que consta de una apertura de parada, una rejilla de difracción y un espejo esférico de colimación. Este montaje previo tiene como propósito mostrar de manera somera el objetivo final al que se espera llegar en trabajos posteriores una vez realizada la construcción en físico del espectrómetro propuesto en esta tesis.

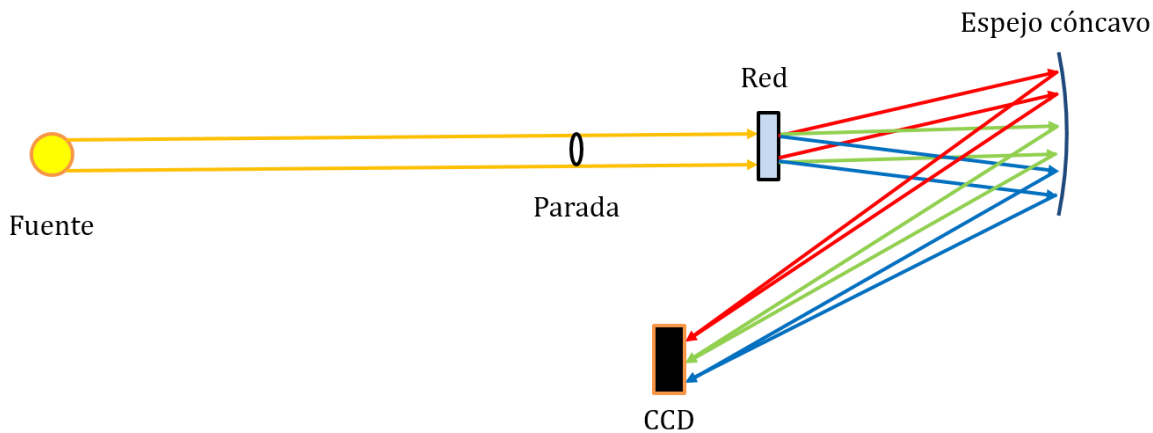


Fig. 21.2.- Montaje experimental para la demostración de la tarjeta de adquisición.

La Fig. 21.3 muestra la adquisición del espectro de una lámpara de Hg cotidiana usando el montaje previo, el pico central corresponde a la línea verde de emisión del Mercurio. La adquisición del espectro completo le toma a la tarjeta de control cerca de 15ms y la imagen mostrada en la GUI se refresca continuamente a una razón de 66 cuadros por segundo. El tiempo de integración programado en éste caso fue de 7.5ms.

¹⁹ En Java una clase es la representación computacional de un objeto real.

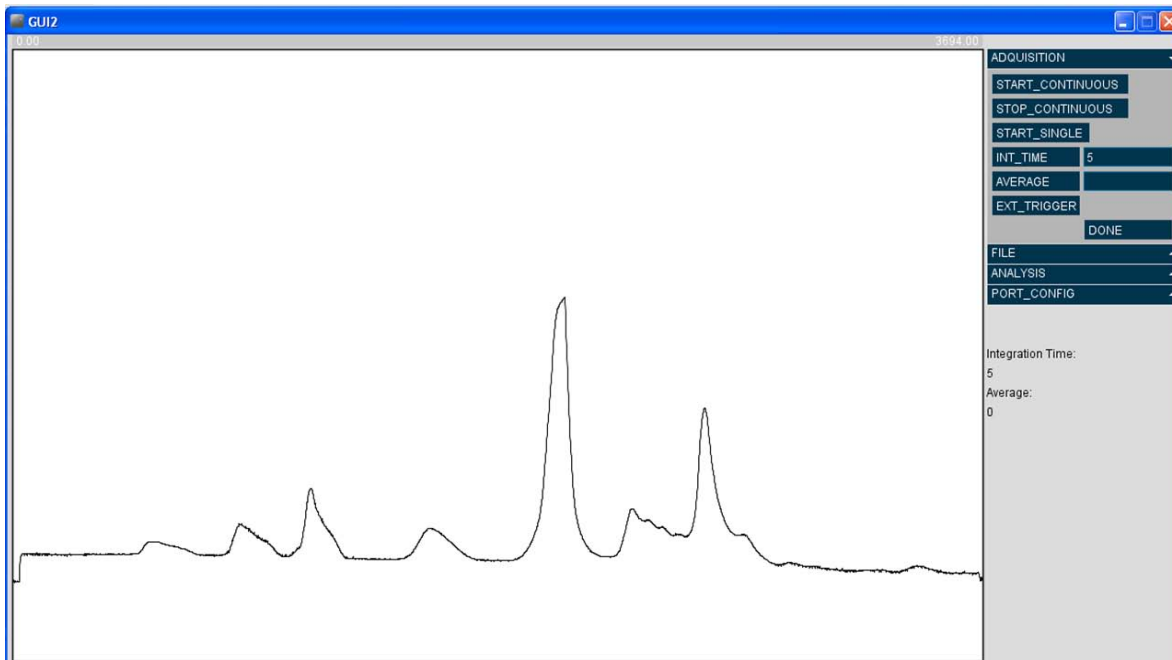


Fig. 21.3.- Interfaz gráfica de usuario.

Con la presentación de esta adquisición real se concluye este trabajo probando la verosimilitud del sistema electrónico construido obteniendo una calidad cercana a un instrumento comercial usando herramientas de programación libres y didácticas.

Conclusiones y recomendaciones

Al término de este trabajo se han implementado el banco óptico del espectrómetro, la tarjeta de adquisición del detector y una interfaz gráfica para comunicar con el dispositivo. Queda entonces por definir la construcción del chasis del instrumento.

El banco óptico encontrado (diseño 1 y 2) cumple con las características planteadas al inicio de este trabajo. El espectrómetro propuesto puede tener diversas configuraciones para diferentes aplicaciones.

La tarjeta de adquisición y control del CCD ofrece un alto rendimiento en velocidad. Puede digitalizar señales a 12bits de resolución a una velocidad de muestreo de 500kHz. A esta velocidad el protocolo USB Full-Speed no es recomendable para muestrear y enviar datos al mismo tiempo ya que se pueden perder datos durante la transacción o llenarse la pila del MCU mientras espera respuesta del ordenador. La velocidad efectiva de muestreo y envío en tiempo real del dispositivo diseñado para el sensor TCD1304 es de aproximadamente 250kHz considerando el tiempo de término de transacción del protocolo USB una vez terminada la conversión digital del registro del CCD.

El teensy3.1 permite además la programación libre del dispositivo de forma sencilla con la IDE de Arduino. El diseño resulta ser didáctico, versátil y con alto desempeño. El costo del MCU+sensor es de aproximadamente \$45US, el resto de la electrónica tiene un costo aproximado de \$30US y puede ser reducido buscando soluciones más económicas.

El costo estimado de la óptica del espectrómetro de apertura de 2” es de aproximadamente \$350US, y de apertura de 1” para un diseño más compacto de aproximadamente \$200US. La óptica es la parte más costosa del instrumento y no es posible reducir estos costos para su producción a pequeña escala.

El costo total del espectrómetro propuesto puede variar entre \$250US y \$500US y puede ser desarrollado en un laboratorio de nivel superior.

El S/N del detector puede mejorarse considerablemente usando una fuente de voltaje regulada de ultra bajo ruido después de la etapa de escalamiento de tensión. El REG103 de Texas Instruments ofrece la solución buscada. Un filtro activo tipo Bessel elimina las oscilaciones producidas con los filtros LC de tipo elíptico utilizados.

Aunque no fue implementado en este trabajo, el obturador electrónico del TCD1304 permite obtener tiempos de integración de hasta $10\mu\text{s}$ controlando la señal *SH*. La mayor limitante de velocidad resulta ser infranqueable sin el uso de un controlador USB High-Speed, sin embargo al término de este trabajo parece ser que no existe desarrollada aún una placa de programación con las librerías de Arduino y el costo reducido del Teensy3.1 capaz de simplificar de la misma manera el diseño y la programación, por lo que no resulta acorde a los objetivos didácticos propuestos al inicio de este trabajo.

Actualmente es posible realizar impresiones de alta resolución en 3D para instrumentación científica en diverso materiales. El ABS y el PLA son los filamentos de impresión más comunes, ambos materiales pueden ser utilizados para la construcción del espectrómetro desarrollado. La Fig 1 muestra un diseño preliminar de la montura para el espectrómetro clásico en W.

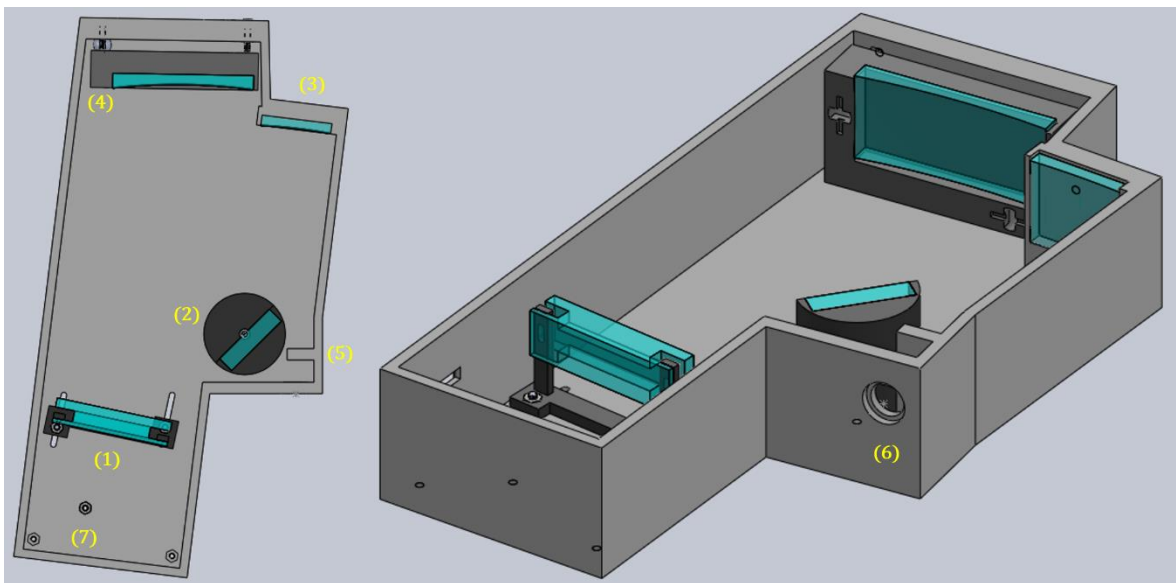


Fig 1.- Vista superior y vista trimétrica del chasis del espectrómetro desarrollado en un programa de diseño asistido por computadora. (1) Detector, (2) Red de difracción, (3) Espejo de colimación, (4) Espejo de enfoque, (5) Parada, (6) Entrada de Fibra óptica, (7) Espacio destinado a la electrónica.

Siguiendo la tesis de este trabajo la montura de la red de difracción puede orientarse en cualquier dirección para la elección del rango espectral. La montura del detector es libre de ajustarse acorde al plano focal del espectrómetro en una configuración dada. En esta propuesta el espejo de enfoque

está montado en una montura cinemática para ajustar la mayor incidencia sobre el detector. El resto de los elementos son fijos en el sistema.

Se concluye con esto la verosimilitud del instrumento completo propuesto al inicio de esta tesis, esperando que este documento sea de utilidad para la academia y sus estudiantes y para futuros proyectos de esta índole.

Apéndice I

Salvo que se especifique lo contrario en todos los diseños presentados a continuación se usaron las siguientes condiciones:

En las simulaciones en modo secuencial se usan 9 campos en forma de cruz a ± 0.01 y $\pm 0.025\mu\text{m}$ en el plano XY para simular una apertura de entrada de $50\mu\text{m}$.

En las simulaciones no secuenciales se utilizó una fuente radial de forma cuadrada de $50\mu\text{m}$ de lado y apertura media de 2.5° .

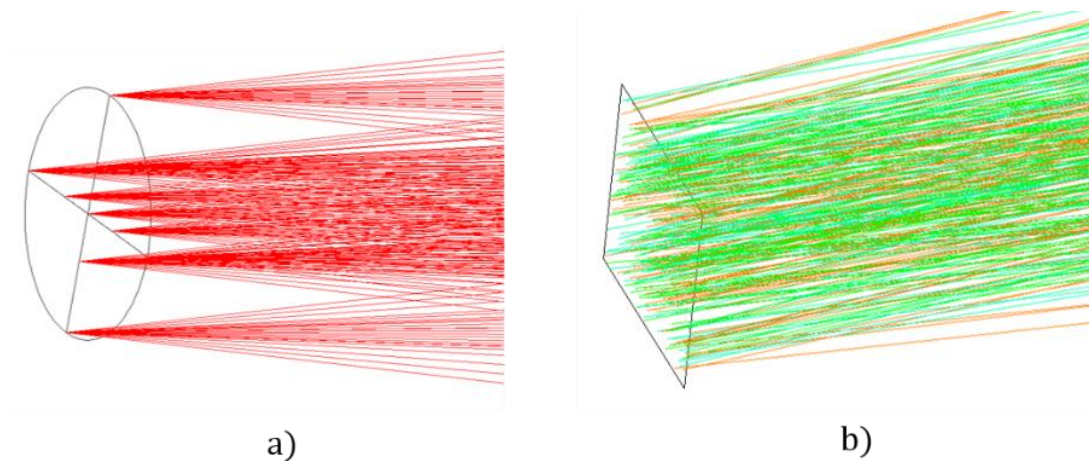


Fig 2.- Fuentes usadas para la simulación secuencia en a), y en modo no secuencial en b).

La longitud del plano focal se considera de 30mm de largo (el TCD tiene una longitud de 29.1mm).

En todos los casos el radio de curvatura de ambos espejos es el mismo y tiene un valor 200mm.

La optimización de las variables se hace en función del tamaño RMS del spot en Y, por lo que siempre se enfoca en el foco tangencial astigmático.

La función de transferencia modulada (FTM) es calculada por software por el método de transformada de Fourier ingresando una función de onda cuadrada como argumento.

Se consideran los cálculos de resolución para un valor de corte de la FTM de 0.6.

Las figuras 5, 6, 9, 10, 11 y 14 tienen una marca de * al final del título refiriéndose a que estas imágenes pueden observarse en mayor resolución en los archivos adjuntos a esta tesis.

Diseño 1.- Condición de Schmitt

Variable	Valor	Tipo
L_f	95.680mm	optimizado
L_c	100mm	Fijo
L_{cg}	84.3mm	Fijo
L_{fg}	200mm	Fijo
α_c	5.3°	Fijo
α_f	16.3°	Fijo
Γ	3.85°	optimizado
Φ	16°	Fijo
$f/\#$	8	Fijo
G	600	Fijo

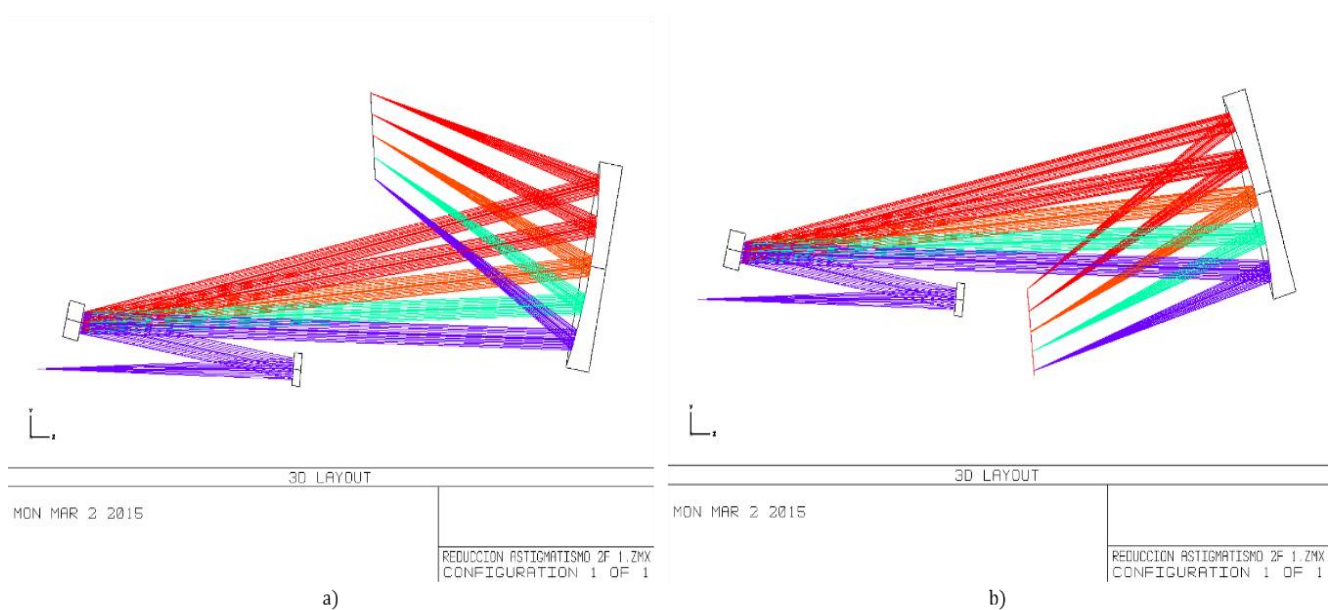


Fig 3.- Layout del diseño 1, en a) la configuración clásica en W y en b) una configuración cruzada.

En este diseño se coloca la red de difracción coplanaria al centro de curvatura del espejo de enfoque (condición de Schmitt). Se observó que esta condición no es necesaria en el espejo de colimación siendo superflua la distancia L_{cg} en el resultado final. Las dos configuraciones mostradas en la Fig 3 difieren únicamente en el signo del ángulo α_f encontrándose menor como residual en el arreglo b). Los perfiles y gráficas resultaron similares en ambas configuraciones.

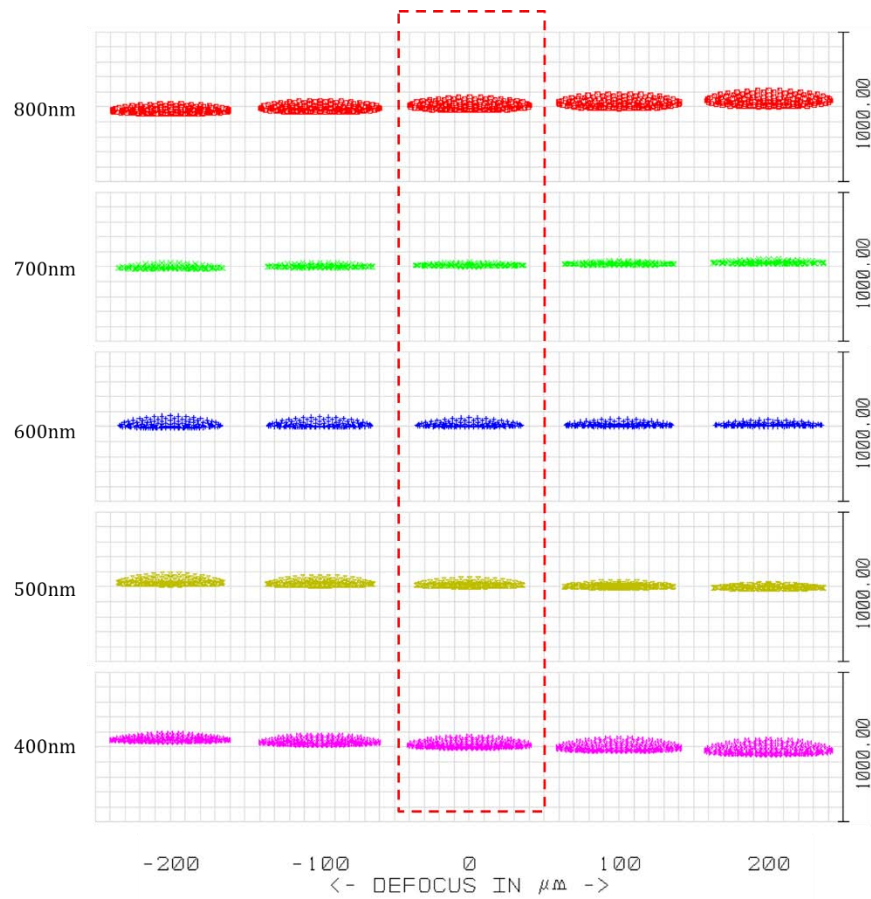
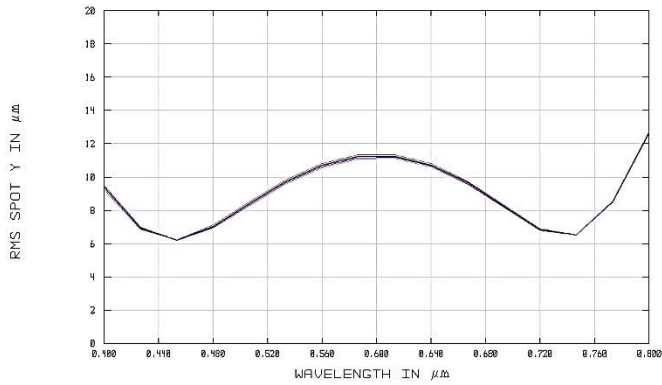


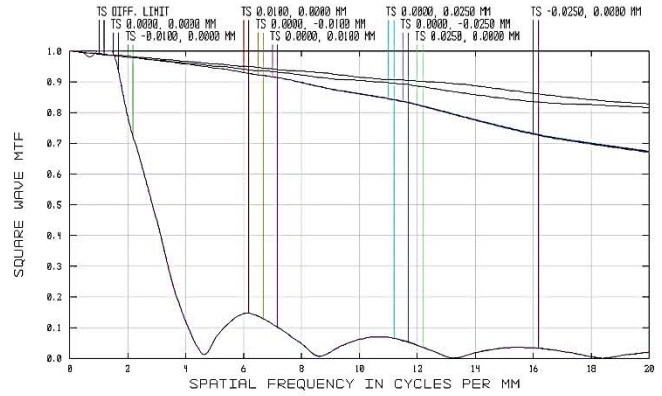
Fig 4.- Spot a través del foco para el campo central en la configuración b) para cinco longitudes de onda. Obsérvese la uniformidad con respecto a la longitud de onda.

Para una red de difracción con parámetro $G=600$ líneas/mm la coma y la curvatura de campo se observa bastante reducida obteniéndose una respuesta bastante uniforme del espectrómetro a lo largo de todo el rango espectral.



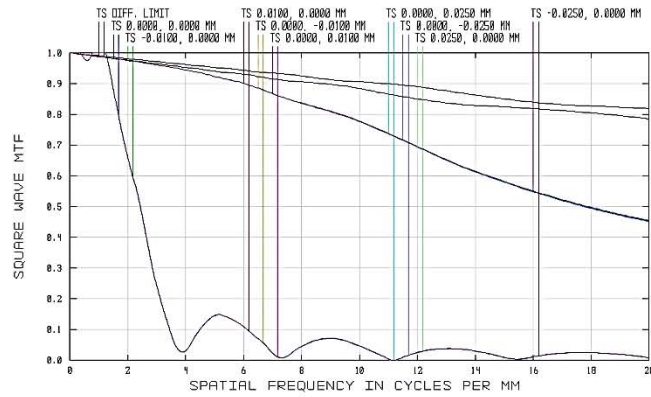
RMS SPOT Y VS WAVELENGTH

MON MAR 2 2015
 FIELDS: 1 2 3 4 5 6 7 8 9
 REFERENCE: CENTROID
 REDUCCION ASTIGMATISMO 2F 1.ZMX
 CONFIGURATION 1 OF 1



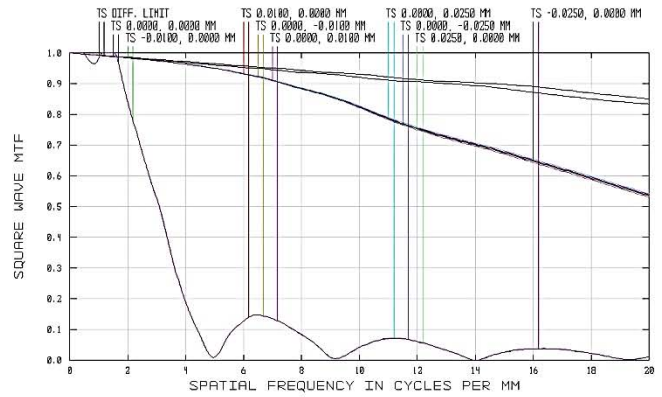
DIFFRACTION SQUARE WAVE MTF

MON MAR 2 2015
 DATA FOR 0.7000 μm.
 SURFACE: 12
 REDUCCION ASTIGMATISMO 2F 1.ZMX
 CONFIGURATION 1 OF 1



DIFFRACTION SQUARE WAVE MTF

MON MAR 2 2015
 DATA FOR 0.8000 μm.
 SURFACE: 12
 REDUCCION ASTIGMATISMO 2F 1.ZMX
 CONFIGURATION 1 OF 1



DIFFRACTION SQUARE WAVE MTF

MON MAR 2 2015
 DATA FOR 0.6000 μm.
 SURFACE: 12
 REDUCCION ASTIGMATISMO 2F 1.ZMX
 CONFIGURATION 1 OF 1

Fig 5.- Gráficas de análisis para el arreglo b). Primero se muestra la coma residual contra longitud de onda. Las siguientes tres gráficas muestran la FTM para 3 longitudes de onda diferentes.*

Para la misma configuración la FTM para 600, 700 y 800nm es similar corroborándose la uniformidad en ambos focos astigmáticos. La resolución obtenida es de 14 líneas por mm, que equivale a 1nm de resolución sobre un rango espectral de 400nm.

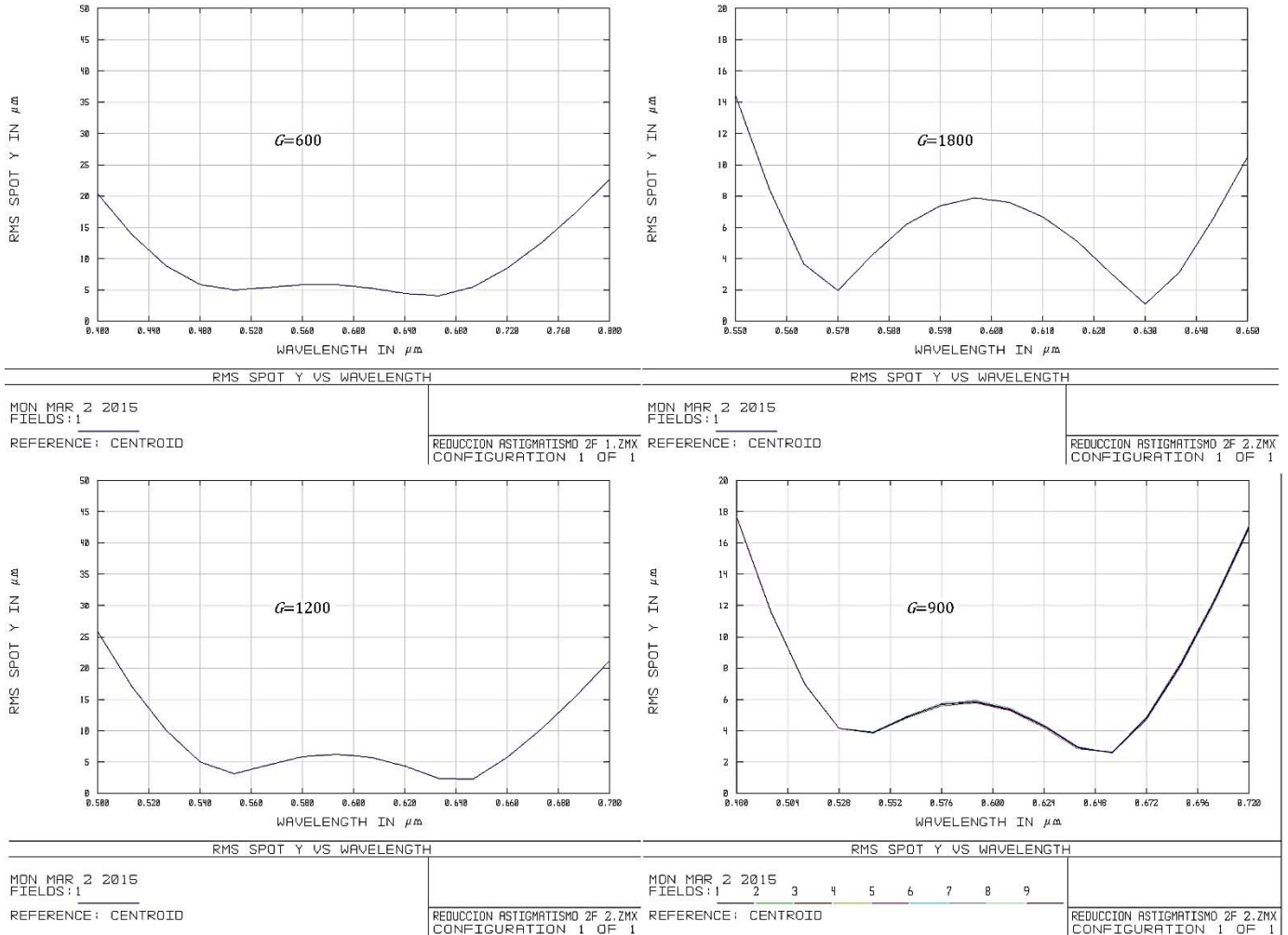


Fig 6.- Coma residual contra longitud de onda para el arreglo a) con 4 redes de difracción distintas.*

El perfil RMS contra longitud de onda en la dirección Y del plano focal no depende de la configuración de la red de difracción obteniéndose aproximadamente el mismo resultado. En la Fig 6 se observa el perfil de coma para el arreglo a) que presentó desventajas sobre la configuración cruzada. Cabe destacar que el plano focal solo se optimizó para el arreglo con $G = 600$ líneas/mm. Los otros tres casos se presentan sin modificar en absoluto la configuración para hacer evidente el mínimo desajuste provocado por el cambio de red. Es posible mejorar el perfil alineando el plano focal en cada caso.

De lo anterior podemos inferir que el spot a lo largo de todo el rango espectral es aproximadamente uniforme e independientemente de la configuración de la red. Es posible observar la coma residual cargada a la izquierda del espectro por un efecto de la desviación del espejo de enfoque del eje de simetría.

Diseño 2.- Clásico

Variable	Valor	Tipo
L_f	96.062mm	optimizado
L_c	100mm	Fijo
L_{cg}	84.3mm	Fijo
L_{fg}	84.3mm	Fijo
α_c	7°	Fijo
α_f	14°	Fijo
Γ	5.2°	optimizado
Φ	28°	Fijo
$f/\#$	4	Fijo
G	600	Fijo

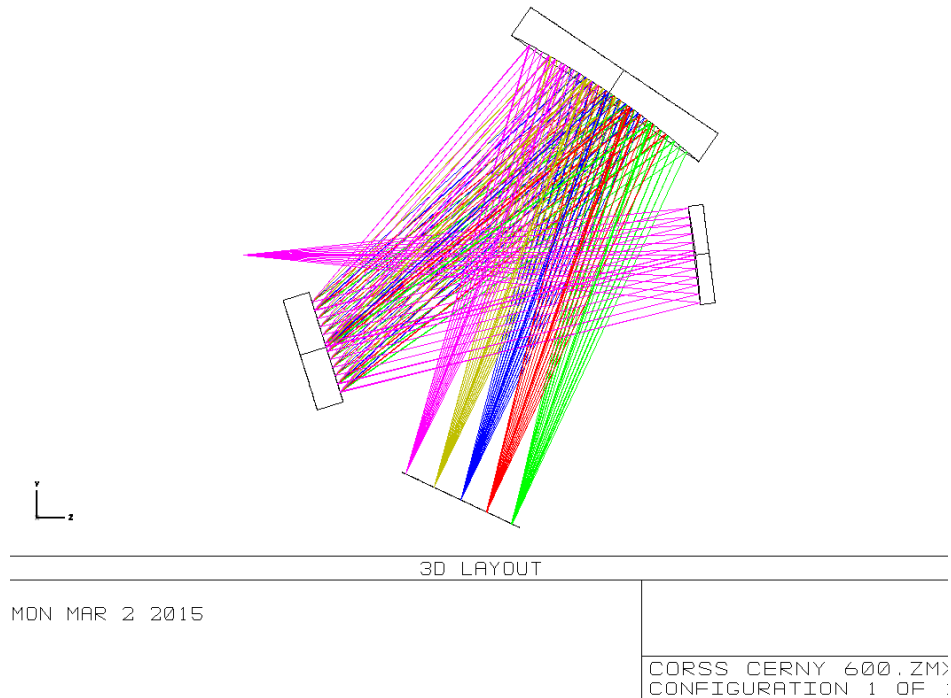


Fig 7.- Layout del sistema clásico en configuración cruzada.

Este diseño es análogo a la configuración clásica en W del espectrómetro Czerny-Turner, salvo que los ángulos α_c y α_f se cuentan en sentido contrario a las manecillas del reloj quedando una disposición cruzada y más compacta. La red de difracción se encuentra en la condición de campo plano para ambos espejos a $0.830f$.

Con respecto a la configuración en W se encuentra menor coma óptica en el sistema cruzado. Los perfiles en las gráficas de análisis son similares en ambas configuraciones.

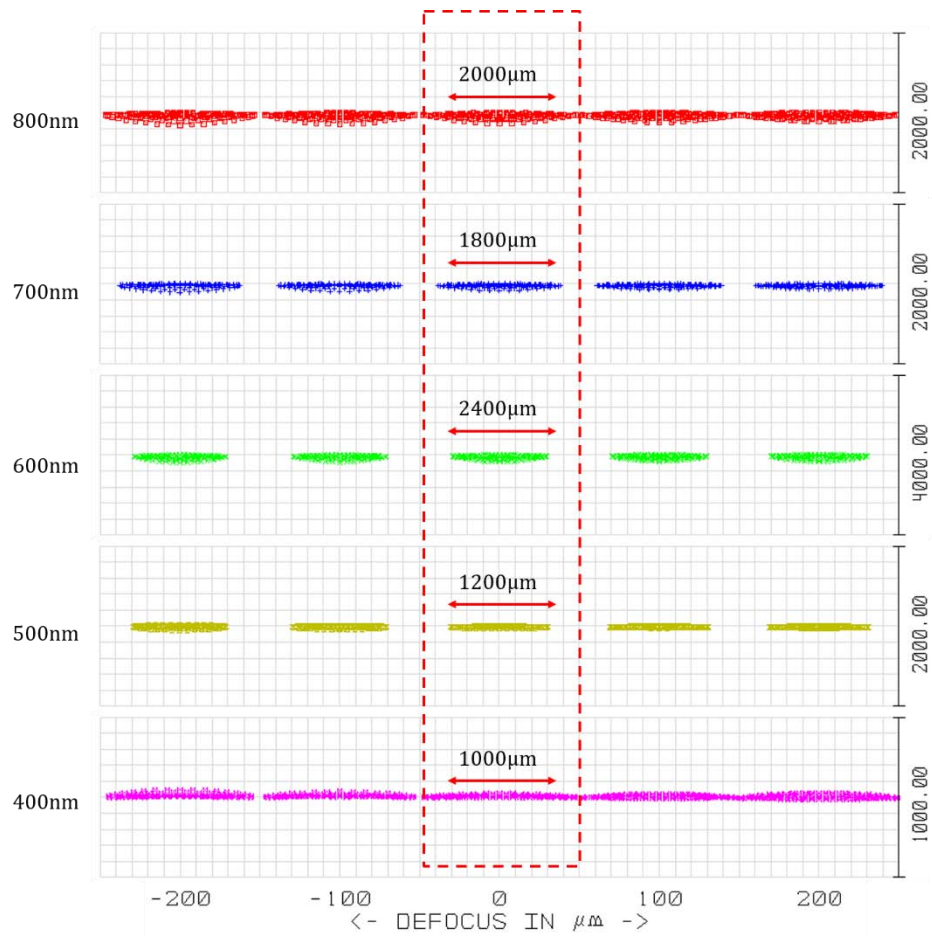


Fig 8.- Spot del diseño 2. Obsérvese que la escala es diferente en cada longitud de onda.

Es posible encontrar una imagen compensada en coma en esta configuración cruzada solamente para una longitud de onda. Sin embargo el ensanchamiento sagital en el foco astigmático no es uniforme, el poder total incidente en el área reducida del sensor ($200\mu\text{m}$ de altura) no se aproxima a la respuesta uniforme lograda en el diseño 1.

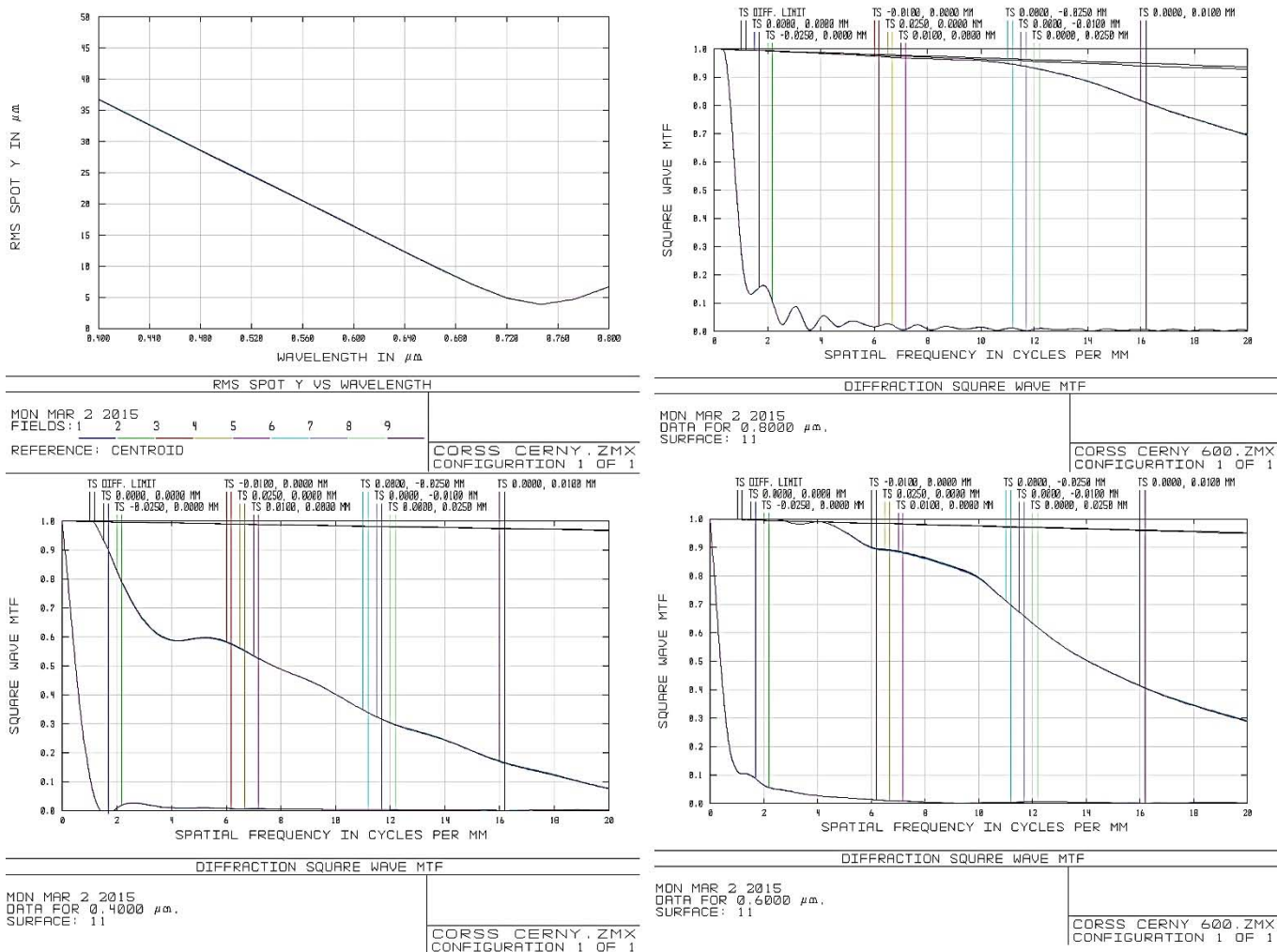
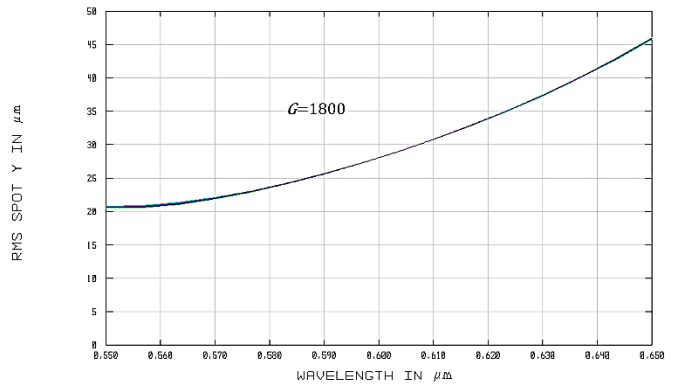
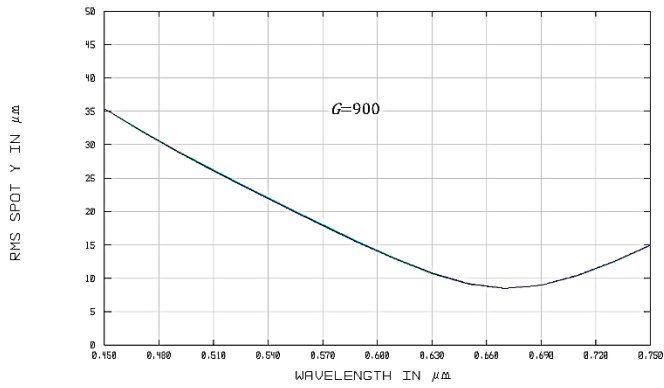


Fig 9.- Gráficas de análisis. La primer gráfica corresponde la coma residual contra longitud de onda. Las tres gráficas siguientes corresponden a la FTM para tres longitudes de onda.*

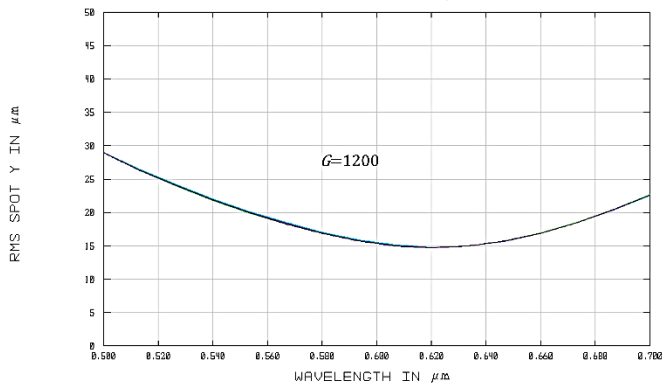
El RMS del spot contra longitud de onda presenta un mínimo y dos alas a ambos lados en los que la coma del sistema aumenta. Una curva similar siempre se obtiene en un sistema Czerny-Turner bien alineado cuando $L_{fg} \sim L_f$. Este es el caso de la mayoría de los espectrómetros actuales en el mercado²⁰.

La FTM tiene un perfil distinto para cada longitud de onda, por lo que este diseño se encuentra más alejado del espectrómetro anastigmático ideal. La resolución mínima obtenida es de 6 líneas por milímetro, equivalente a una resolución espectral de 2.36nm sobre un rango de 400nm, mientras que para la longitud de onda central la resolución duplica este valor. Este diseño presenta resolución dependiente de la longitud de onda.

²⁰ EdmundOptics, Thorlabs, OceanOptics, Avantes.



RMS SPOT Y VS WAVELENGTH		RMS SPOT Y VS WAVELENGTH	
MON MAR 2 2015	MON MAR 2 2015	MON MAR 2 2015	MON MAR 2 2015
FIELDS: 1	FIELDS: 1	FIELDS: 1	FIELDS: 1
REFERENCE: CENTROID	REFERENCE: CENTROID	REFERENCE: CENTROID	REFERENCE: CENTROID
CORSS CERNY 600.ZMX	CORSS CERNY 600.ZMX	CORSS CERNY 600.ZMX	CORSS CERNY 600.ZMX
CONFIGURATION 1 OF 1	CONFIGURATION 1 OF 1	CONFIGURATION 1 OF 1	CONFIGURATION 1 OF 1



RMS SPOT Y VS WAVELENGTH	
MON MAR 2 2015	MON MAR 2 2015
FIELDS: 1	FIELDS: 1
REFERENCE: CENTROID	REFERENCE: CENTROID
CORSS CERNY 600.ZMX	CORSS CERNY 600.ZMX
CONFIGURATION 1 OF 1	CONFIGURATION 1 OF 1

Fig 10.- Coma residual contra longitud de onda para el diseño 2 sin alineación adicional para tres redes de difracción diferentes.*

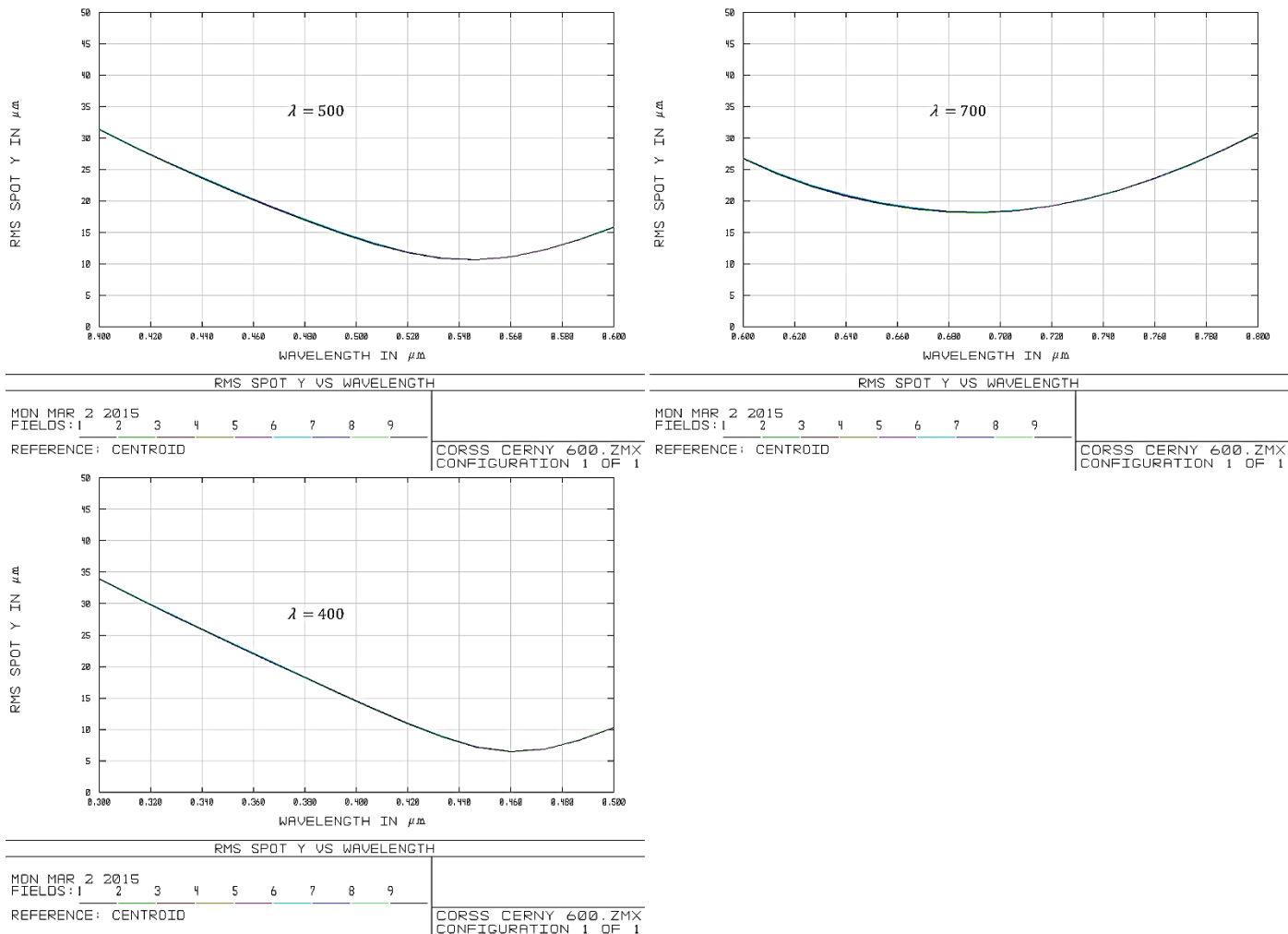


Fig 11.- Coma residual contra longitud de onda para el diseño 1 cambiando la longitud de onda central. $G = 600$ líneas/mm. Sin alineación adicional.*

La Fig 11 muestra la dependencia de la condición de Shafer para la configuración original del diseño ($G = 600$ líneas/mm).

Es posible no obstante observar que se obtiene resolución espectral bastante aceptable en un diseño más compacto que el diseño 1.

Diseño 3.- Clásico divergente

Variable	Valor	Tipo
L_f	114.128mm	optimizado
L_c	90.215mm	optimizado
L_{cg}	84.3mm	Fijo
L_{fg}	84.3mm	Fijo
α_c	7°	Fijo
α_f	12.76°	Optimizado

Γ	19.020°	Optimizado
Φ	28°	Fijo
$f/\#$	4	Fijo
G	1200	Fijo

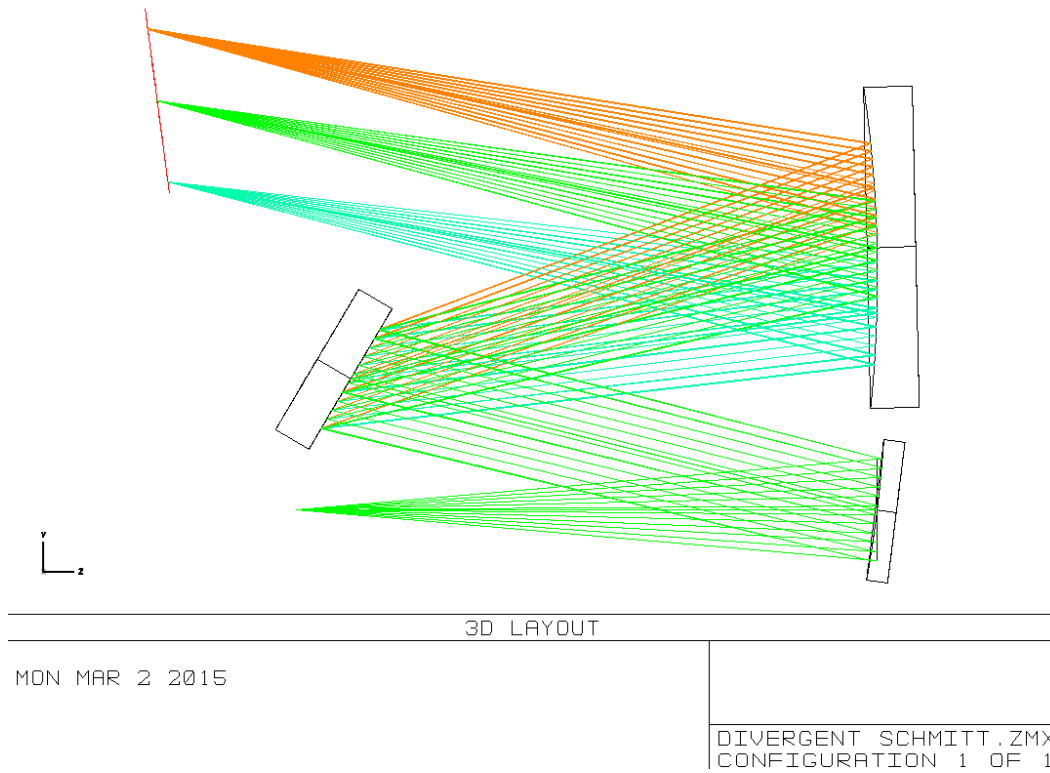


Fig 12.- Layout del diseño 3.

Este diseño se presenta en la configuración clásica en W del sistema Czerny-Turner y utiliza luz divergente para iluminar la red de difracción.

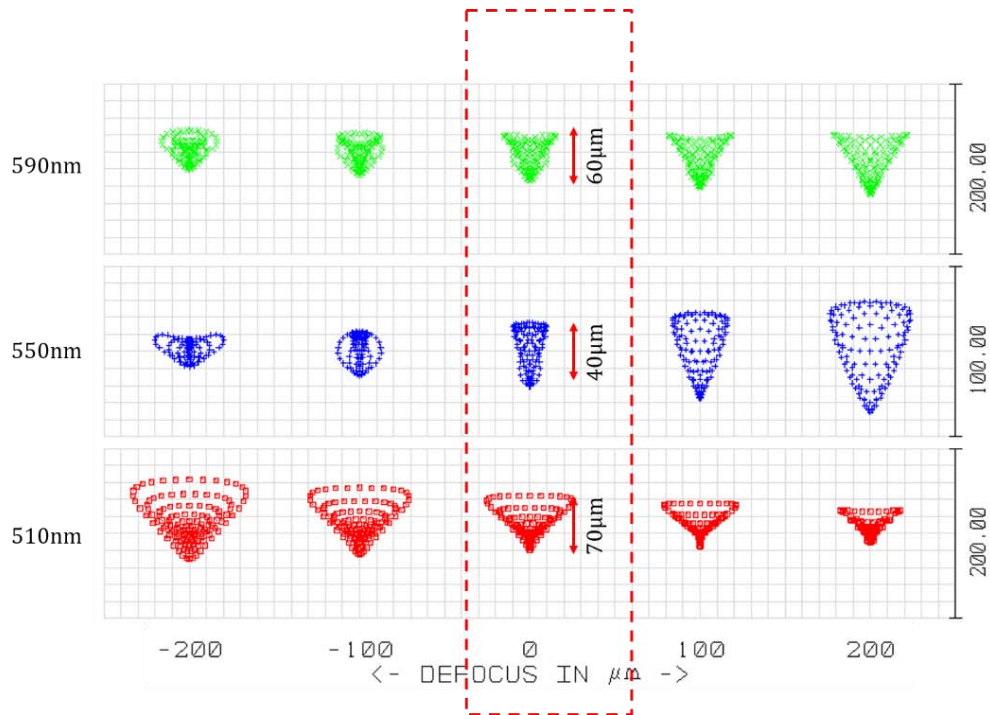
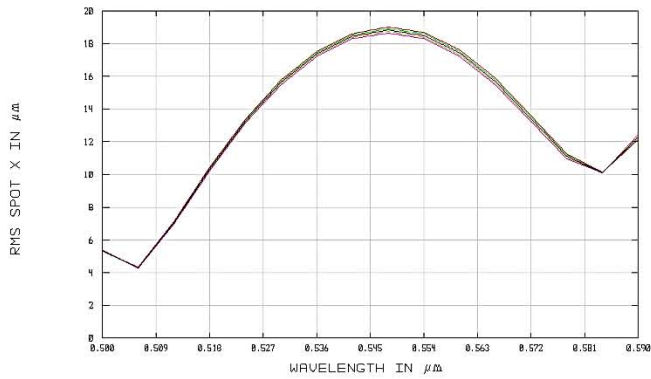


Fig 13.- Spot obtenido después de la optimización.

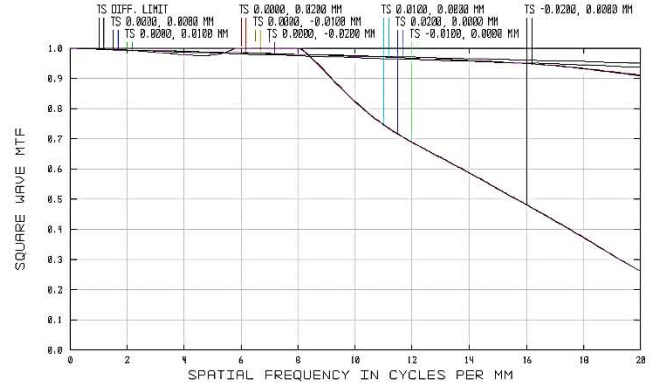
Asombrosamente se encuentra que es posible compensar el astigmatismo haciendo divergir el haz, quedando únicamente la coma óptica residual y la curvatura de campo. La divergencia del haz es calculada por optimización del RMS del Spot en términos de errores de forma de onda, que fue como se obtuvieron mejores resultados con el software.



RMS SPOT X VS WAVELENGTH

MON MAR 2 2015
 FIELDS: 1 2 3 4 5 6 7 8 9
 REFERENCE: CENTROID

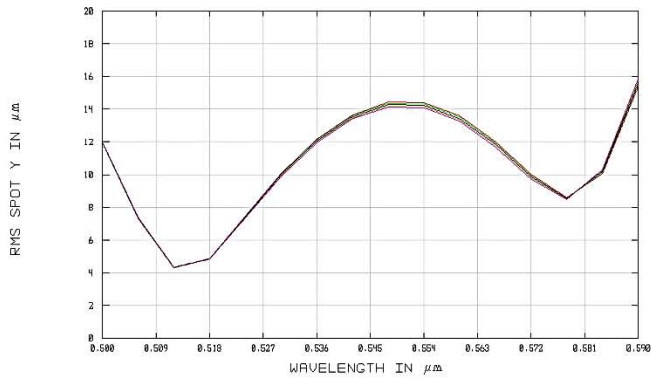
DIVERGENT SCHMITT.ZMX
 CONFIGURATION 1 OF 1



DIFFRACTION SQUARE WAVE MTF

MON MAR 2 2015
 DATA FOR 0.5900 μm.
 SURFACE: IMAGE

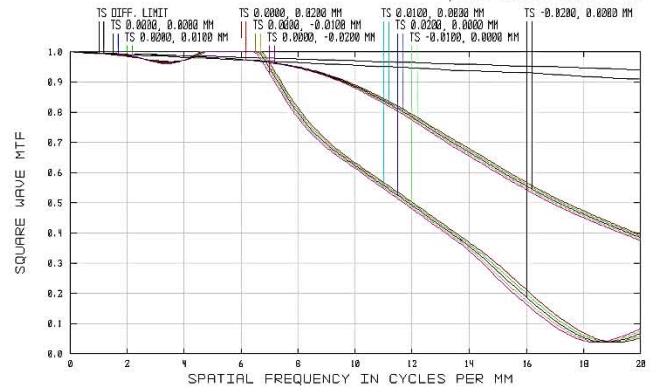
DIVERGENT SCHMITT.ZMX
 CONFIGURATION 1 OF 1



RMS SPOT Y VS WAVELENGTH

MON MAR 2 2015
 FIELDS: 1 2 3 4 5 6 7 8 9
 REFERENCE: CENTROID

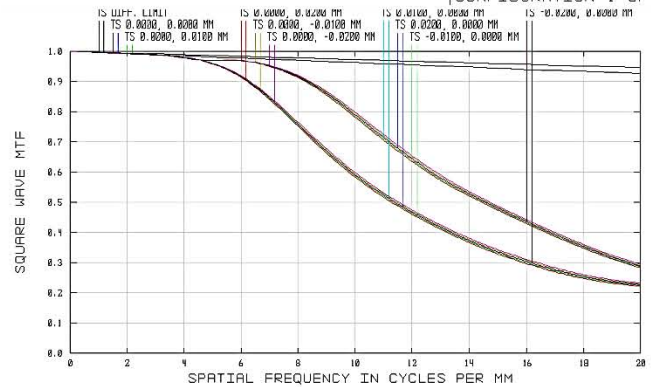
DIVERGENT SCHMITT.ZMX
 CONFIGURATION 1 OF 1



DIFFRACTION SQUARE WAVE MTF

MON MAR 2 2015
 DATA FOR 0.5900 μm.
 SURFACE: IMAGE

DIVERGENT SCHMITT.ZMX
 CONFIGURATION 1 OF 1



DIFFRACTION SQUARE WAVE MTF

MON MAR 2 2015
 DATA FOR 0.5500 μm.
 SURFACE: IMAGE

DIVERGENT SCHMITT.ZMX
 CONFIGURATION 1 OF 1

Fig 14.- Gráficas de análisis. A la izquierda se muestra el perfil de coma residual contra longitud de onda en Y y el perfil de astigmatismo sagital residual contra longitud de onda en X. A la derecha se muestran las FTM para tres longitudes de onda.*

La gráfica del RMS de spot contra longitud de onda es similar a la del *diseño 1* salvo una notoria asimetría que no fue posible eliminar con la optimización. La resolución de este sistema es de 14 líneas por milímetro.

Este diseño presenta la ventaja de que concentra todo el poder de radiación de la fuente sobre el detector y presenta la enorme desventaja de ser sumamente inestable ante cambios de alineación menores debido a la divergencia del haz. En particular se encuentra que el RMS del spot en el plano focal es altamente dependiente del ángulo de difracción central, teniéndose que optimizar todas las variables del sistema al mismo tiempo para cada red de difracción y longitud central elegida.

Apéndice II

Todos los circuitos fueron desarrollados en DipTrace. Este software es un conjunto completo para el diseño de componentes, esquemáticos e impresión de PCB. Una vez creados los archivos de imagen de los PCB de la tarjeta de control y del sensor se imprimieron y se plancharon los circuitos con los métodos tradicionales en placa fenólica.

La placa de control general del sistema tiene dimensiones de 37x55mm. Tuvieron que realizarse 6 vías. Todos los componentes pasivos de la placa a excepción de los diodos son de montaje superficial de norma imperial 1206 y 0603. Los integrados SN74LVC3G17 y AD8429 también son de montaje superficial norma SSOP y SOT respectivamente. El tamaño mínimo de pista y espaciado es de 0.3mm. El tamaño mínimo del taladro es de 0.5mm.

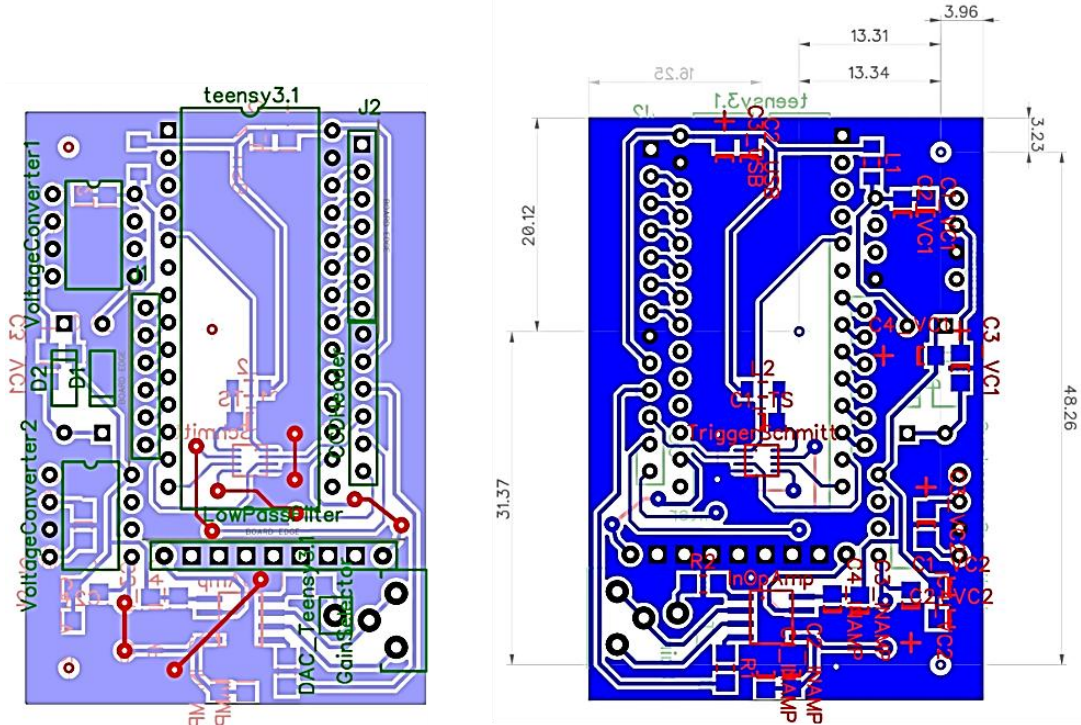


Fig 15.- PCB virtual del circuito principal.

Para su montaje en el chasis la placa cuenta con 3 perforaciones de 2mm para tornillo de norma métrica M2 en posiciones específicas.

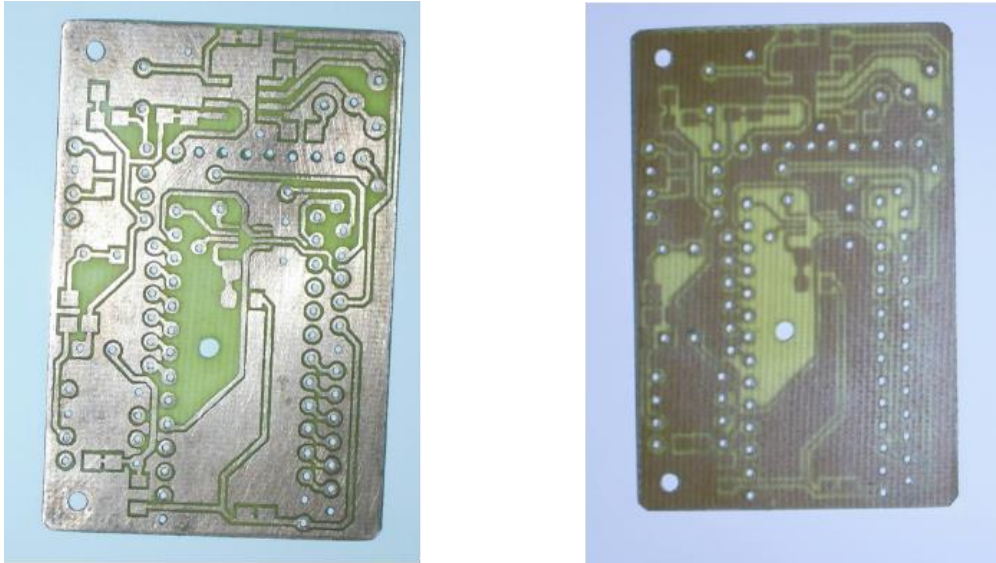


Fig 16.- Circuito impreso principal.

Para la tarjeta del detector se utilizó placa fenólica de doble cara. Los elementos pasivos de esta PCB son se montaje superficial de norma 1206 y 0605 y SOT-23 para el transistor. Las dimensiones de esta placa son las mismas que las del empaque del TCD1304, 41.6x12mm.

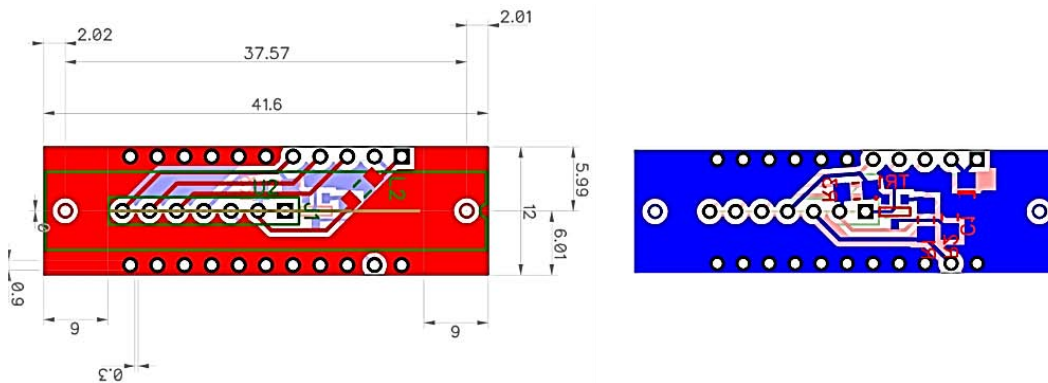


Fig 17.- PCB virtual del detector.

Para un ajuste posterior en el plano focal del sistema esta placa cuenta con dos perforaciones de 2mm para tornillo norma M2 alineadas al centro de la placa a una distancia de 2mm del borde de la placa.

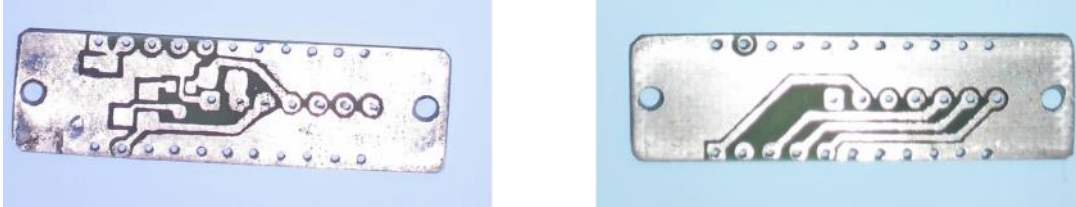


Fig 18.- Circuito impreso del detector.

La placa de control con los componentes y sockets ya soldados cuenta con 11 pines de uso general del Teensy3.1 para comunicación SPI y I²C, I/O, lectura analógica y salida PWM, además de un pin de tierra y uno de voltaje regulado de 3.3V. Estos cabezales no se encuentran especificados en el esquemático de la Fig. 16.13. Cuenta con un socket específico para la serie P7LP-XXXL que permite el cambio de filtro para regular la frecuencia de corte para una depuración posterior.

Para el ajuste de ganancia se inserta un trimmer de grado industrial marca Vishay modelo T63YB de 10K Ω de 14 vueltas. La salida analógica del Teensy3.1 se conecta con un jumper a un cabezal situado en la placa conectado a la entrada inversora del AD8429. Los convertidores de voltaje son implementados con capacitores de tantalio de bajo ruido marca Vishay para reducir el rizado en la alimentación del amplificador de instrumentación. La Fig 19 muestra el ajuste de rango dinámico.

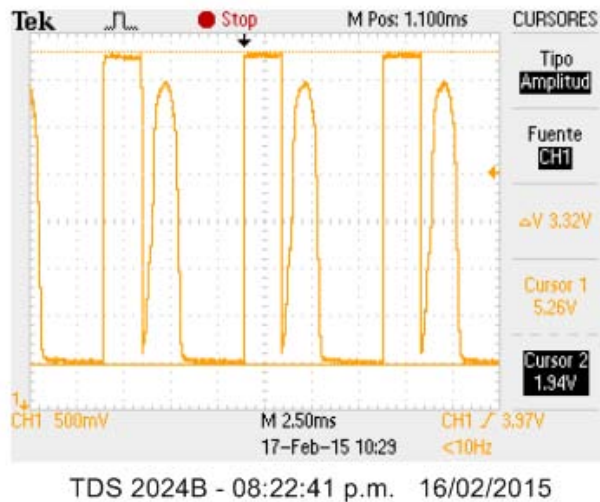
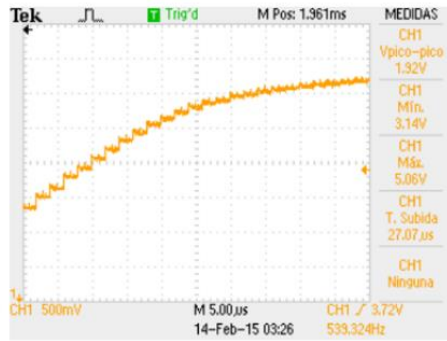
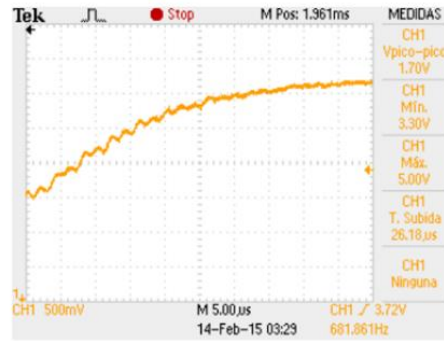


Fig 19.- Ajuste de rango dinámico.



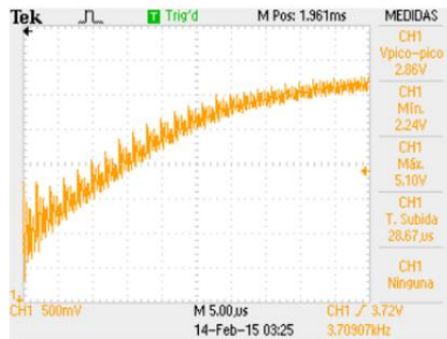
TDS 2024B - 01:20:07 p.m. 13/02/2015

a)



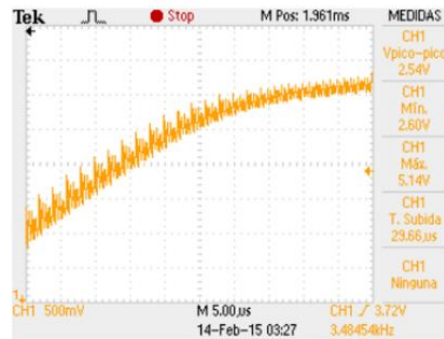
TDS 2024B - 01:22:41 p.m. 13/02/2015

b)



TDS 2024B - 01:18:50 p.m. 13/02/2015

c)



TDS 2024B - 01:21:07 p.m. 13/02/2015

d)

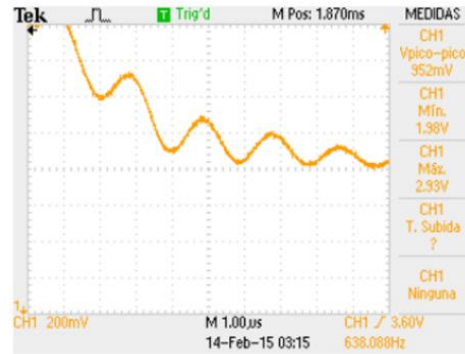
Fig 20.- Efecto de rizado en el filtrado. a) Señal sin filtrar. b) frecuencia de corte en 0.6MHz. c) frecuencia de corte en 1.5MHz. d) frecuencia de corte en 6MHz.

La Fig 20 muestra los resultados al filtrar la señal. El rizado es provocado por las frecuencias de resonancia del filtro tipo elíptico que no se consideraron en el diseño. El mejor perfil se obtiene sin realizar el filtrado de la señal. En la Fig 21 se muestra una vista ampliada del efecto de rizado para los tres filtros usados y con la señal sin filtrar. La distorsión en a) es causada por la fuente alimentación y se puede observar aún el ruido debido al estrobo de adquisición. En b), c) y d) se observa el suavizado de la señal y el efecto de rizado no deseado para los tres filtros probados.



TDS 2024B - 01:12:26 p.m. 13/02/2015

a)



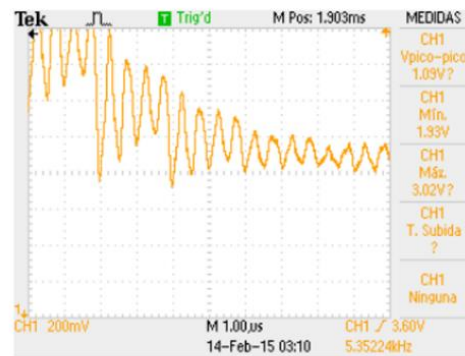
TDS 2024B - 01:09:08 p.m. 13/02/2015

b)



TDS 2024B - 01:06:57 p.m. 13/02/2015

c)



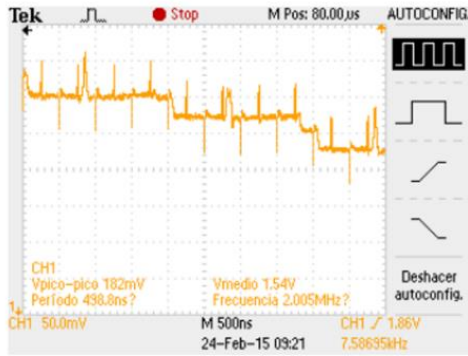
TDS 2024B - 01:04:26 p.m. 13/02/2015

d)

Fig 21.- Efecto del rizado en el filtrado, vista ampliada. a) Señal sin filtrar. b) frecuencia de corte en 0.6MHz. c) frecuencia de corte en 1.5MHz. b) frecuencia de corte en 6MHz.

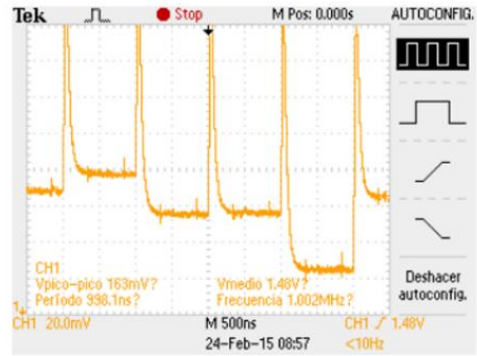
La Fig 22 muestra una comparación del sistema desarrollado en este trabajo y la cámara LC1-USB de Thorlabs. En a) se observa el ruido de interferencia con las señales de control con el CCD, además un nivel de ruido considerable comparado con b). Los picos de interferencia en a) pueden ser eliminados con un buen diseño de filtrado y el ruido provocado por el TL7660 puede ser controlado con un regulador de voltaje de bajo ruido.

El S/N alcanzado en la tarjeta desarrollada es de aproximadamente 330, considerando un nivel de ruido de 10mV, Fig 22 a). Este valor dista en un factor de 10 del rango dinámico del ADC. La Fig 23 muestra el registro completo del CCD para los casos sin filtrar y con los tres filtros utilizados. Como puede observarse la forma de onda parece inalterado a simple vista, sin embargo para la alta resolución del ADC de 12bits esto no es suficiente.



TDS 2024B - 07:15:34 p.m. 23/02/2015

a)



TDS 2024B - 06:51:36 p.m. 23/02/2015

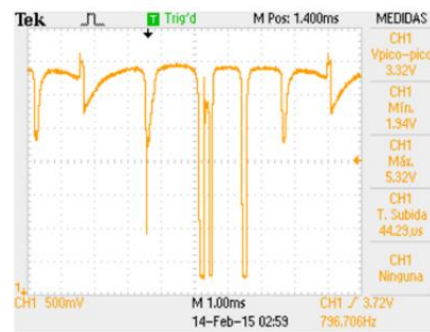
b)

Fig 22.- Comparación del sistema. a) Diseño de este trabajo. b) Cámara thorlabs LC1-USB. Nótese la diferencia de escalas en voltaje.



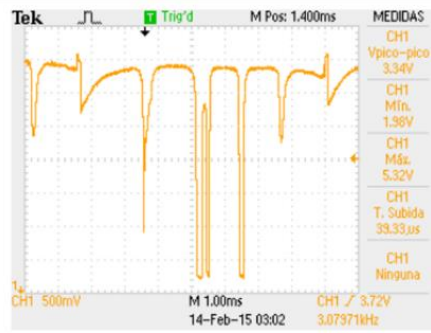
TDS 2024B - 12:50:06 p.m. 13/02/2015

a)



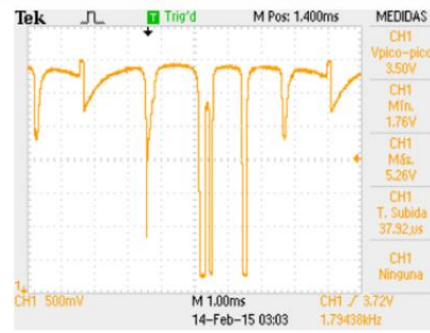
TDS 2024B - 12:53:30 p.m. 13/02/2015

b)



TDS 2024B - 12:55:38 p.m. 13/02/2015

c)



TDS 2024B - 12:57:23 p.m. 13/02/2015

d)

Fig 23.- Registro completo del CCD. a) Señal sin filtrar. b) frecuencia de corte en 0.6MHz. c) frecuencia de corte en 1.5MHz. d) frecuencia de corte en 6MHz. Se usa una máscara de cinco rendijas mientras se ilumina el sensor con luz de día

Apéndice III

Código de programación para el Teensy3.1

```
#include <ADC.h>
#include <ADC_Module.h>
#include <TimerOne.h>

const int led      = 13,           //pines de conexión
        read1     = A0,
        SH        = 11,
        ICG       = 12,
        test      = 14,
        fM        = 3;

unsigned int startTag = 0xFFFF;

ADC *adc = new ADC();           //crea el objeto ADC para la adquisición de datos con la librería ADC_Master
ADC_Module *mod = new ADC_Module(); //
IntervalTimer myTimer;        //crea el objeto IntervalTimer para generar la interrupción daqRequest

void setup(void)
{
    pinMode ( led      , OUTPUT ); //Estrobo de prueba para daqRequest    ->    0.5 MHz
    pinMode ( SH      , OUTPUT ); //Shift Gate
    pinMode ( ICG     , OUTPUT ); //Integration Clear Gate
    pinMode ( test    , OUTPUT ); //Estrobo general de prueba de sincronización
    pinMode ( fM      , OUTPUT ); //f Master, reloj de control del CCD    ->    2 MHz
    pinMode ( read1   , INPUT  ); //Entrada analógica 1

    Timer1.initialize ( 1 );
    setTimer1(12);           //Inicializa el timer a 2MHz
    Timer1.pwm ( fM , 256 ); //Duty cycle = 50/50

    Serial.begin ( 9600 ); //Inicializa la comunicación, velocidad máxima -> 0.8 MB/seg

    adc -> setAveraging ( 1 );
    adc -> setConversionSpeed ( ADC_VERY_HIGH_SPEED );
    adc -> setSamplingSpeed ( ADC_VERY_HIGH_SPEED ); //Velocidad del ADC -> 0.5 MS/sec
    adc -> startContinuous ( read1 , ADC_0 ); //Inicia la conversión continua del ADC
    analogReadResolution ( 12 );
    analogRead ( read1 );

    delay ( 1 );
}

char command[5]; //datos de entrada
byte array[7388]={0}; //array de salida -> 3700 valores de 16 bits
volatile unsigned short pixelCount=0, //Contador del registro 0 -> 3700
pixelReg=3694; //Total del registro del CCD -> 3694 pixeles
int readavailable=0, //variable de estado 1 -> Manda datos por el puerto serie
success=0; //variable de estado 1 -> Lee el CCD
volatile int Tint=4; //tiempo de integración

void loop ( ) {
while(1){
    if(success==0){
        while(Serial.available()<4);
        commandCheck();
    }
}
```



```

}
if(readavailable==0){
  IntegrationPeriod(); //Inicia periodo de integración
  myTimer.begin ( daqRequest , 2 ); //Sincroniza el estrobo de adquisición con el registro de corrimiento
  while ( pixelCount < pixelReg ); //espera a que se lean todos los pixeles
  myTimer.end ( ); // Finaliza la adquisición
  pixelCount=0; //restablece el contador de registro
  readavailable=1;
}
else{ //Envía los datos cuando el buffer está preparado
  unsigned short startTag = 0xFFFF; //Etiqueta de sincronización
  readPeriod(); //Drena el CCD para el siguiente período de integración
  Serial.write((unsigned byte*)&startTag , 2 ); //Envía etiqueta de sincronización
  Serial.write ( array , 7388 ); //Envía pipa de datos
  if(Serial.available()>0) commandCheck(); //Checa si el usuario envió una instrucción
  readavailable=0;
}
}
}

inline void IntegrationPeriod()
{
  digitalWriteFast ( ICG , LOW );
  delayMicroseconds ( 1 );
  digitalWriteFast ( SH , HIGH );
  delayMicroseconds ( Tint/2 );
  digitalWriteFast ( SH , LOW );
  delayMicroseconds ( Tint/2 );
  Timer1.start ( );
  digitalWriteFast ( ICG , HIGH );

  // delayMicroseconds(1);
}

void daqRequest()
{
  digitalWriteFast( led , HIGH );
  ADC0_SC1A |= ADC_SC1_ADCH(15); //inicia el ADC
  array[2*pixelCount+1] = (byte)( ADC0_RA & 0xff ); //low byte (Valor de la conversion anterior)
  array[2*pixelCount] = (byte)( ADC0_RA>>8 & 0xff); //high byte
  pixelCount++; //aumenta en 1 el registro del CCD
  digitalWriteFast( led , LOW );
}

inline void readPeriod()
{
  int t2=2;

  digitalWriteFast ( ICG , LOW );
  delayMicroseconds ( 1 );
  digitalWriteFast ( SH , HIGH );
  delayMicroseconds ( t2/2 );
  digitalWriteFast ( SH , LOW );
  delayMicroseconds ( t2/2 );
  Timer1.start ( );
  digitalWriteFast ( ICG , HIGH );
}

void setTimer1(unsigned int pwmPeriod){

uint32_t sc = FTM1_SC;
  FTM1_SC = 0;
  FTM1_MOD = pwmPeriod;
  FTM1_SC = FTM_SC_CLKS(1) | FTM_SC_CPWMS | (sc & FTM_SC_TOIE);
}

//Comandos de la tarjeta

void commandCheck(){
  if(command[0] == 's' && command[1] == 't' && command[2] == 'r' && command[3] == 't'){
    success=1;
    Serial.write("work");
  }
  else if(command[0] == 't' && command[1] == 'i' && command[2] == 'n' && command[3] == 't' && success == 1){
    Serial.println("vcmd");
    Tint = Serial.parseInt();
  }
}

```

```

    Serial.println(Tint);
  }
  else if(command[0] == 's' && command[1] == 't' && command[2] == 'o' && command[3] == 'p' && success == 1){
    Serial.println("stop");
    success = 0;
  }
  else if(command[0] == 'e' && command[1] == 'x' && command[2] == 't' && command[3] == 't' && success == 1){
    Serial.println("exte");
  }
  else    Serial.println("Errr");
}

```

Código de la GUI en Processing

```

import processing.serial.*;
import controlP5.*;
PrintWriter output;

int sizeX = 1210,
    sizeY = 650,
    bordeTecho = 15,
    bordePiso = 5,
    bordeIzq = 5,
    bordeDer = 205,
    bordeLateral = bordeIzq+bordeDer,
    bordeVertical = bordeTecho+bordePiso;
int botonX = 90,
    espacio = 5,
    accSize = 180,
    botony = 20;
int maxSize = 3694,
    winSize = maxSize,
    minVal = 0,
    maxVal = 3650;
int posicionInicial,
    posicionFinal;

boolean startContinuous = false,
    digitalFilter = false,
    cursor = false;
String tintVal = "4",
    aveVal = "0",
    commandCtrl = "",
    fine = "fine";
int tintNumeric = 0,
    aveNumeric = 0,
    successfulConnection = 0;

byte[] commandCheck = new byte[4];

ControlP5 cp5;
Range range;
Accordion accordion;
ListBox listBox;
Serial teensy;

cVector spectrum = new cVector(maxSize, winSize); // (tamaño máximo del vector, tamaño presentado en la caja)
cGrafico gbox = new cGrafico(bordeIzq, bordeTecho, sizeX-bordeLateral, (sizeY-bordeVertical));

void setup()
{
  cp5 = new ControlP5(this);
  size(sizeX, sizeY);
  background(150);
  noStroke();
  smooth();
  GUISubjects();

  println(Serial.list()); //imprime lista de puertos seriales disponibles
  // teensy = new Serial(this, Serial.list()[0], 115200, 'N', 8, 1.0); //se crea el objeto Serial
  output=createWriter("Datos.csv"); //se crea datos.csn
  REFRESH(); //imprime la lista de puertos disponibles
}

```

```

void draw() {
  background(220);
  stroke(0, 0, 0); //dibuja las cajas de ploteo
  strokeWeight(1.5);
  gbox.drawGraphBox();

  fill(0);
  if(successfulConnection==1) while (teensy.available () >1  && startContinuous) fProcesarData();

  strokeCap(ROUND);
  strokeWeight(1);
  gbox.drawLine(spectrum, minVal, maxVal);

  if (cursor && mouseX>bordeIzq && mouseX<sizeX-bordeDer && mouseY>bordeTecho && mouseY<sizeY-bordePiso)
  {
    stroke(0);
    strokeWeight(.5);

    int inf = int(range.getLowValue()), //valores minimo y maximo del range
        sup = int(range.getHighValue()),
        index = int(map(mouseX, bordeIzq, sizeX-bordeDer, inf, sup));
    float intensity = map(spectrum.getVal(index) , minVal, maxVal, sizeY - bordePiso, bordeTecho );

    line(mouseX, bordeTecho, mouseX, sizeY-bordePiso); //dibuja el cursor
    line(bordeIzq, intensity , sizeX-bordeDer, intensity );

    cp5.getController("Intensidad").setValue(spectrum.getVal(index)); //pone el valor Y donde está posicionado el
    cursor
    cp5.getController("Pixel").setValue(index); //pone el valor X donde está posicionado el
    cursor
  }
}

//GUI Objects

void GUIObjects() {

  PFont p = createFont("Arial",12,true); //Fuente y tamaño de texto para la interfaz
  cp5.setControlFont(p);

  Group g1 = cp5.addGroup("Adquisition")
    .setBackgroundColor(color(0, 45))
    .setBackgroundHeight(accSize)
    .setBarHeight(botony)
    ;

  Group g2 = cp5.addGroup("file")
    .setBackgroundColor(color(0, 64))
    .setBackgroundHeight(accSize)
    .setBarHeight(botony)
    ;

  Group g3 = cp5.addGroup("analysis")
    .setBackgroundColor(color(0, 64))
    .setBackgroundHeight(accSize)
    .setBarHeight(botony)
    ;

  Group g4 = cp5.addGroup("port_config")
    .setBackgroundColor(color(0, 64))
    .setBackgroundHeight(accSize)
    .setBarHeight(botony)
    ;

  accordion = cp5.addAccordion("acc")
    .setPosition(sizeX-bordeDer+espacio,bordeTecho)
    .setWidth(195)
    .addItem(g1)
    .addItem(g2)
    .addItem(g3)
    .addItem(g4)
    ;

  //G1 Adquisition-----
  cp5.addButton("START_CONTINUOUS")
    .setSize(botonx+50, botony)
    .setPosition(espacio, espacio)
    .moveTo(g1)
    ;
}

```

```

cp5.addButton("STOP_CONTINUOUS")
    .setSize(botonx+50, botony)
    .setPosition(espacio, 1*(botony+espacio)+espacio)
    .moveTo(g1)
;
cp5.addButton("START_SINGLE")
    .setSize(botonx+10, botony)
    .setPosition(espacio, 2*(botony+espacio)+espacio)
    .moveTo(g1)
;
cp5.addButton("INT_TIME")
    .setSize(botonx, botony)
    .setPosition(espacio, 3*(botony+espacio)+espacio)
    .moveTo(g1)
;
cp5.addTextfield("TINTVALUE")
    .setPosition(botonx+2*espacio, 3*(botony+espacio)+espacio)
    .setSize(botonx, botony)
    .moveTo(g1)
    .setAutoClear(false)
    .getCaptionLabel().setVisible(false)
;
cp5.addButton("AVERAGE")
    .setSize(botonx, botony)
    .setPosition(espacio, 4*(botony+espacio)+espacio)
    .moveTo(g1)
;
cp5.addTextfield("AVEVALUE")
    .setPosition(botonx+2*espacio, 4*(botony+espacio)+espacio)
    .setSize(botonx, botony)
    .moveTo(g1)
    .setAutoClear(false)
    .getCaptionLabel().setVisible(false)
;
cp5.addButton("EXT_TRIGGER")
    .setSize(botonx, botony)
    .setPosition(espacio, 5*(botony+espacio)+espacio)
    .moveTo(g1)
;
cp5.addButton("DONE")
    .setSize(botonx, botony)
    .setPosition(botonx+2*espacio, 6*(botony+espacio)+espacio)
    .moveTo(g1)
;

//G2 file

cp5.addButton("SAVE_DATA")
    .setSize(botonx, botony)
    .setPosition(espacio, espacio)
    .moveTo(g2)
;
cp5.addButton("SCREEN_SHOOT")
    .setSize(botonx+20, botony)
    .setPosition(espacio, 1*(botony+espacio)+espacio)
    .moveTo(g2)
;

//G3 analisis
cp5.addButton("CURSOR")
    .setSize(botonx, botony)
    .setPosition(espacio, espacio)
    .moveTo(g3)
;

//G4 port config

listbox = cp5.addListBox("SELECT_PORT")
    .setPosition(espacio, espacio+botony+1)
    .setSize(botonx+10, 6*botony)
    .setItemHeight(botony)
    .setBarHeight(botony)
    .moveTo(g4)
;
listbox.captionLabel()
    .set("SELECT_PORT");

cp5.addButton("REFRESH")

```

```

        .setSize(botonx-10,botony)
        .setPosition(botonx+4*espacio,espacio)
        .moveTo(g4)
        ;
cp5.addTextlabel("STATUS")
    .setPosition(botonx+4*espacio,1*(espacio+botony)+espacio)
    .moveTo(g4)
    .setText("Select port to\nstart commu-\nlication, need\nwait a few\nseconds")
    ;
cp5.addButton("CLOSE_PORT")
    .setSize(botonx,botony)
    .setPosition(espacio, 6*botony+espacio+botony+1)
    .moveTo(g4)
    ;

//labels

cp5.addTextlabel("inttimelabel")
    .setText("Integration Time:")
    .setPosition(sizeX - bordeLateral + espacio,6*botony+espacio+accSize+bordeTecho)
    .setColorValue(0)
    ;
cp5.addTextlabel("inttimevalueLabel")
    .setPosition(sizeX - bordeLateral + espacio,7*botony+espacio+accSize+bordeTecho)
    .setColorValue(0)
    .setText(tintVal)
    ;
cp5.addTextlabel("averagelabel")
    .setText("Average:")
    .setPosition(sizeX - bordeLateral + espacio,8*botony+espacio+accSize+bordeTecho)
    .setColorValue(0)
    ;
cp5.addTextlabel("averagevalueLabel")
    .setPosition(sizeX - bordeLateral + espacio,9*botony+espacio+accSize+bordeTecho)
    .setColorValue(0)
    .setText(aveVal)
    ;

//BARRA DE TIEMPO
range = cp5.addRange("")
    .setBroadcast(false)
    .setPosition(bordeIzq, 0)
    .setSize(sizeX-bordeLateral, bordeTecho-2)
    .setHandleSize(20)
    .setRange(0, winSize)
    .setRangeValues(0, winSize)
    .setBroadcast(true)
    .setColorForeground(color(200))
    .setColorBackground(color(100));
}

//GUI Objects Callbacks

public void START_CONTINUOUS(){ println("start continous sweep");
startContinuous=true;
}

public void STOP_CONTINUOUS(){ println("stop adquisition");
startContinuous=false;
}

public void START_SINGLE(){ println("start sigle sweep");
if ( teensy.available () >1 ) fProcesarData();
startContinuous=false;
}

public void INT_TIME() { println("INTEGRATION TIME SETTINGS:");
tintVal = cp5.get(Textfield.class,"TINTVALUE").getText();
try {
tintNumeric = Integer.parseInt(tintVal);
println("integration time is set to "+tintNumeric);
}
}

```

```

        cp5.get(Textlabel.class, "inttimevalueuelabel")
            .setColorValue(0)
        ;
        tint_command();
    }
    catch (NumberFormatException e){
        println("FatalError, can&apos;t set integration time");
        tintVal = "Error, insert valid value";
        cp5.get(Textlabel.class, "inttimevalueuelabel")
            .setColorValue(0xffff0000)
        ;
    }
    println("tintNumeric = "+tintNumeric);
    cp5.get(Textlabel.class, "inttimevalueuelabel")
        .setText(tintVal);
}

public void AVERAGE() { println("AVERAGE SETTINGS:");
    aveVal = cp5.get(Textfield.class, "AVEVALUE").getText();
    try {
        aveNumeric = Integer.parseInt(aveVal);
        println("Average number is set to "+aveNumeric);
        cp5.get(Textlabel.class, "averagevalueuelabel")
            .setColorValue(0)
        ;
    }
    catch (NumberFormatException e){
        println("FatalError, can&apos;t set average number");
        aveVal = "Error, insert valid value";
        cp5.get(Textlabel.class, "averagevalueuelabel")
            .setColorValue(0xffff0000)
        ;
    }
    println("aveNumeric = "+aveNumeric);
    cp5.get(Textlabel.class, "averagevalueuelabel")
        .setText(aveVal);
}

public void SAVE_DATA()
{
    for (int i=0; i<maxSize; i++) //guarda los datos del cVector
        output.println(i+", "+spectrum.getVal(i));

    output.flush(); //vacia los datos en el printerobject
    output.close(); //cierra el archivo
    println("GUARDADO");
}

public void SAVE_SCREEN(){
}

//G3 ANALYSIS

void CURSOR(){println("Cursor selection");
    if(cursor==false)cursor=true;
    else cursor=false;
}

//g4 callbacks port config

void REFRESH(){
    int len = teensy.list().length;
    cp5.get(Textlabel.class, "STATUS")
        .setText("Select port to\nstart commu-\nlication, need\nwait a few\nseconds");

    if(successfulConnection==1){
        teensy.stop();
        successfulConnection=0;
    }
    listbox.clear();
    println(teensy.list());
    println(len);
    for(int i=0; i<len; i++) {
        ListBoxItem lbi = listbox.addItem(teensy.list()[i], i);
    }
}

void CLOSE_PORT(){
    if(successfulConnection==1){
        teensy.stop();
        successfulConnection=0;
    }
}

```

```

cp5.get(Textlabel.class,"STATUS")
    .setText("Select port to\nstart commu-\nlication, need\nwait a few\nseconds");
}
else
cp5.get(Textlabel.class,"STATUS")
    .setText("Select port to\nstart commu-\nlication, need\nwait a few\nseconds");
}

void controlEvent(ControlEvent theEvent) {

    if(theEvent.isGroup() && theEvent.name().equals("SELECT_PORT")){
        if(successfulConnection==1){
            teensy.clear();
            teensy.stop();
            successfulConnection=0;
        }
        int i = (int)theEvent.group()
            .value();
        println(teensy.list()[i]);
        println(i);
        teensy = new Serial(this, Serial.list()[i], 115200, &apos;N&apos;, 8, 1.0);
        test_connection();
    }
}

void test_connection(){
    test_command();
    int elapsed = millis();
    while(teensy.available()<4 && (millis()-elapsed)<100);
    teensy.readBytes(commandCheck);
    String handShaking = new String(commandCheck);
    println(handShaking);

    if(handShaking.equals(fine) == true){
        cp5.get(Textlabel.class,"STATUS")
            .setText("comunication \nenable");
        successfulConnection=1;
    }
    else {
        cp5.get(Textlabel.class,"STATUS")
            .setText("Error, check \nyour port \nconecction \nor reconnect\nyour device");
        teensy.clear();
        teensy.stop();
    }
}

void DONE(){
    done_command();
}

void EXT_TRIGGER(){
    extt_command();
}

//Clase de gráfico
class cGrafico
{
    float g_x, g_y; //posicion inicial de los areas de ploteo
    float g_ancho, g_alto; //ancho y alto de los areas de ploteo

    cGrafico(float x, float y, float ancho, float alto) //define el tamaño de la caja de ploteo
    {
        g_x = x; //coordenadas del extremo superior izquierdo
        g_y = y;
        g_ancho = ancho; //dimensiones de la caja
        g_alto = alto;
    }
}

//*****
**+++
void drawGraphBox() //dibuja la caja de ploteo
{
    stroke(0, 0, 0);
    fill(255, 255, 255);
    rect(g_x, g_y, g_ancho, g_alto); //se generan las areas de ploteo
}

//*****
**+++
void drawLine(cVector data, float minRange, float maxRange) //Dibuja la grafica, minRange y maxRange son los
valores

```

```

    {
        float graphMultX = g_ancho/winSize; //máximo y mínimo de los datos del cVector
        float graphMultY = g_alto/(maxRange-minRange); //factor de conversión ancho de la caja a winSize
valores //factor de conversión alto de la caja al rango de

        posicionInicial = int( range.getLowValue() ); //Aquiere los valores mayor y menor de la barra
manejada por el usuario
        posicionFinal = int( range.getHighValue() );

        if(!startContinuous && successfulConnection==1)
            teensy.clear(); //Mientras monitoreares falso, mantiene vacío el
buffer de datos entrantes

        float MultX = g_ancho/(posicionFinal-posicionInicial); //Zoom, reajusta el el factor de conversión

        for (int i=posicionInicial; i<posicionFinal; i++) //grafica los datos con los nuevos valores
        {
            float x0 = (i-posicionInicial)*MultX+g_x;
            float y0 = g_y+g_alto-((data.getVal(i)-minRange)*graphMultY);
            float x1 = (i-posicionInicial+1)*MultX+g_x;
            float y1 = g_y+g_alto-((data.getVal(i+1)-minRange)*graphMultY);
            line(x0, y0, x1, y1); //grafica los valores reajustados
        }
    }
}

//Clase vector de gráficos
class cVector
{
    float[] m_data;
    int m_maxSize;
    int m_endIndex = 0; //índice del arreglo
    int m_curSize;
    int m_winSize;

    cVector(int maxSize, int winSize) // (máxima capacidad, datos mostrados en pantalla por default)
    {
        m_maxSize = maxSize ;
        m_data = new float[maxSize]; //array del tamaño de la capacidad del vector
        m_winSize = winSize;
    }

    /**
    void addVal(float val) //agrega el valor (val) al arreglo en el siguiente índice disponible
    {
        m_data[m_endIndex] = val; //pone val en la posición siguiente disponible
        m_endIndex = (m_endIndex+1)%m_maxSize; //aumenta el índice en uno y desde cero hasta maxSize
    }

    /**
    float getVal(int index){return m_data[(index)%m_maxSize];} //obtiene el valor de índice (index) del arreglo

    /**
    int getCurSize(){return m_curSize;} //obtiene el tamaño del vector

    /**
    int getMaxSize(){return m_maxSize;} //obtiene el tamaño máximo mostrado en pantalla
}

//Procesamiento de datos y sincronización
void fProcesarData()
{
    int inByte = 0;
    int TotalSpectrum=0;

    syncProtocol();

    while (teensy.available () < (2*maxSize) ); //espera hasta que haya suficientes datos
    {
        byte[] inBuf = new byte[2*maxSize]; //Buffer que almacena los datos recibidos
        int TempVal;

        teensy.readBytes(inBuf);

```



```

    for(int i=0; i<maxSize; i++)
    {
        TempVal = ((int) (inBuf[2*i]&0xFF) << 8) + ((int) (inBuf[2*i+1]&0xFF) << 0);
        TempVal = 4096-TempVal;
        spectrum.addVal(TempVal);
    }
    TotalSpectrum++;
}

```

```

void syncProtocol()
{
    int tagByte = 0;
    int curMatchPos = 0;
    int[] intBuf = new int[2];

    intBuf[0] = 0xFF;
    intBuf[1] = 0xFF;

    while (teensy.available () < 2);
    tagByte = teensy.read();

    while (curMatchPos < 2)
    {
        if (tagByte == intBuf[curMatchPos])
        {
            ++curMatchPos;

            if (curMatchPos == 2)
                break;

            while (teensy.available () < 2);
            tagByte = teensy.read();
        }
        else
        {
            if (curMatchPos == 0)
            {
                while (teensy.available () < 2);
                tagByte = teensy.read();
            }
            else
            {
                curMatchPos = 0;
            }
        }
    }
}

```

//Comando de comunicación con el teensy3.1

```

void tint_command(){
    teensy.write("stop");
    int elapsed = millis();
    while((millis()-elapsed)<100);
    teensy.clear();
    teensy.write("tint"+tintVal);
    //elapsed = millis();
    while(teensy.available()<7);
    println(teensy.readString());
}

```

```

void extt_command(){
    teensy.write("stop");
    int elapsed = millis();
    while((millis()-elapsed)<100);
    teensy.clear();
    teensy.write("extt");
    while(teensy.available()<7);
    println(teensy.readString());
}

```

```

void strt_command(){
    teensy.write("strt");
}

```

```

void done_command(){
    teensy.write("done");
    teensy.clear();
}

```

```
void test_command(){  
    teensy.write("stop");  
    int elapsed = millis();  
    while((millis()-elapsed)<100);  
    teensy.clear();  
    elapsed = millis();  
    while((millis()-elapsed)<100 );  
    teensy.write("test");  
}
```

Bibliografía

- Austin, D. R. (2009). Broadband astigmatism-free Czerny–Turner imaging spectrometer using spherical mirrors. *Applied Optics*, 3846-3853.
- B. Bates, M. M. (1970). Correction of astigmatism in a Czerny-Turner spectrograph using a plane grating in divergent illumination. *Journal of Physics E: Scientific Instruments* , 206-210.
- B. E. A. Saleh, M. C. (2007). *Fundamentals of Photonics*. United States of America: Jhon Wiley & Sons.
- Geary, J. M. (2007). *Introduction to Lens Design: with Practical ZEMAX Examples*. USA: Richmond : Willmann-Bel.
- Hayes, T. (2013). The Future of 3-D Printing. *Optics and Photonics News*, 22-29.
- Hecht, E. (2002). *Optics*. EUA: Addison Wesley.
- Holst, G. C. (1998). *CCD Arrays, Cameras & Displays*. EUA: SPIE Optical Engineering Press.
- James, J. F. (1994). On the Design of Czerny-Turner Charge-coupled Device Spectrographs. *JOURNAL OF MODERN OPTICS*, 2033-2042.
- James, J. F. (2007). *Spectograph Design Fundamentals*. U.S.A: Cambridge University Press.
- Jenkins, F. A. (2001). *Fundamentals of Optics*. U.S.A.: McGraw-Hill.
- Lerner, J. M. (2006). Imaging Spectrometer Fundamentals for Researchers in the Biosciences—A Tutorial. *International Society for Analytical Cytology*.
- Lori B. Moore, A. M. (2008). Aberration fields of a combination of plane symmetric systems. *Optics Express, Optical Society of America*, 15655-15670.
- Malvino, A. P. (2007). *Principios de electrónica*. Madrid: McGraw-Hill.
- McClure, J. P. (2014). The Schmidt-Czerny-Turner spectrograph. *SPIE Proceedings Vol. 9189*.
- McDowell, M. (1975). Design of Czerny-Turner Spectrographs Using Divergent Grating Illumination. *Optica Acta; International journal of Optics*, 473-475.
- Mielenz, K. u. (1964). Theory of Mirror Spectrographs III. Focal Surfaces and Slit Curvature of Ebert and Ebert-Fastie Spectrographs. *JOURNAL OF RESEARCH of the National Bureau of Standards*, 205-213.

- Mielenz, K. u. (1964). Theory of Mirror Spectrographs II. General Theory of Focal Surfaces and Slit Curvatures. *JOURNAL OF RESEARCH of the National Bureau of Standards.*, 201-204.
- MT-042, Tutorial (2009). *Op Amp Common-Mode Rejection Ratio (CMRR)* . Analog Devices.
- MT-048, Tutorial (2009). *Op Amp Noise Relationships: 1/f Noise, RMS Noise, and Equivalent Noise Bandwidth*. Analog Devices.
- Muramatsu, M. (1997). Greater than 90% QE in Visible Spectrum Perceptible from UV to near IR Hamamatsu Thinned Back Illuminated CCD's. *SPIE 3019, Solid State Sensor Arrays: Development and Applications* (págs. 2-8). San Jose, CA: SPIE.
- NewPort, App. Handbook (1999). *Projects in Fiber Optics Rev. D*. USA: Newport Corp.
- Qingsheng Xue, S. W. (2008). Czerny-Turner imaging spectrometer for broadband spectral simultaneity. *Chinese Optics Letters*, 861-864.
- Qingsheng Xue, S. W. (2009). Aberration-corrected Czerny–Turner imaging spectrometer with a wide spectral region. *Optical Society of America*, 11-16.
- Schwarzschild, K. (1905). Introduction to the aberration theory of optical instruments based on the concept of the “Eikonal”. Traducción al inglés de A. Rakich. *Astronomical Notes of the Royal Stardom of Göttingen*.
- Schwarzschild, K. (1905). Investigations into geometrical optics II. Theory of mirror telescopes. Traducción al inglés por A. Rakich. *Astronomical Notes of the Royal Stardom of Göttingen*.
- Shafer, A. B. (1964). Optimization of the Czerny-Turner Spectrometer. *Journal of the Optical Society of America A*, 879-887.
- SLVA043B, App. Report (2007). *Noise Analysis in Operational Amplifier Circuits*. Texas Instruments.
- Stoffregen, P. J. (04 de 03 de 2015). *PJRC*. Obtenido de <https://www.pjrc.com/teensy/>
- Theuwissen, A. J. (1995). *Solid-State Imaging with Charge-Coupled Devices*. United States of America: KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS.