



UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

DEMOSTRACIÓN EXPERIMENTAL DE UN SEPARADOR DE BANDAS FOTÓNICO

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELECTRICO

ROBERTO IGNACIO ROMÁN YÁÑEZ

PROFESOR GUÍA:
PATRICIO MENA MENA

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
JORGE CASTILLO DÍAZ
ERNEST MICHAEL

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por FONDECYT, a través del Proyecto No.
1121051

SANTIAGO DE CHILE
SEPTIEMBRE 2014

Resumen

Para disminuir el ruido de la atmósfera se construyen receptores de radio denominados separadores de banda. Su implementación tradicional requiere de componentes analógicos denominados híbridos de cuadratura (dispositivos que reciben dos señales de entrada y las combinan directamente y con una diferencia de fase de 90°). Se propuso remplazar uno de estos componentes analógicos por uno óptico y fotónico lo que dará mayor flexibilidad al sistema. En este trabajo se construyó un montaje experimental para demostrar que el dispositivo es aplicable en astronomía.

En particular se probó el funcionamiento del híbrido de cuadratura óptico COH24-X de Kyria, junto con los demás elementos del sistema como los fotodiodos DSC20H de Discovery Semiconductors, Inc. Para esto se construyó el montaje del sistema, como cajas y protecciones para los sistemas más delicados, para luego proceder a caracterizar los dispositivos.

Se realizó lo posible para disminuir las pérdidas al conectar los distintos elementos, usando dispositivos de fibras ópticas de polarización mantenida (PM o Polarization-maintaining fiber). En los resultados se encontró que a pesar de la pérdida, los equipos trabajan bien. Preliminarmente, la visualización del desfase de las salidas 1 ($R+L$) y 3 ($R+jL$) del híbrido al pasar por los fotodiodos en un osciloscopio Agilent 54622A, tenía un offset. Se comprobó que era resultado de los diferentes largos eléctricos, en particular de los cables RF.

Se hicieron pruebas con varios equipos, y se desprende que el híbrido tiene una dependencia a la temperatura, pero por su baja tasa en intervalos de tiempo acotados, es posible controlar estos cambios de fase por medio de las entradas de voltaje. Esta idea viene respaldada por las pruebas hechas de tiempo de reacción a los cambios de voltaje.

Se descubrió la problemática del ruido en estos procedimientos, para lo cual fueron útiles herramientas como la varianza de Allan. Con ella se caracterizó las naturalezas del ruido, donde para tiempos pequeños (menores 100 segundos), el ruido predominante es blanco, el cual puede ser filtrado. Para tiempos más largos, predominan nuevos y complicados ruidos, que necesitan un análisis más exhaustivo. En conclusión, se ha demostrado que la implementación de un receptor separador de banda lateral basado en métodos fotónicos es posible.

Agradecimientos

A mi familia por todo su apoyo y paciencia, en todos estos años.

A mis amigos y compañeros que me han acompañado en el transcurso de la carrera.

A los integrantes del laboratorio y grupo de fotónica, de los cuales he aprendido bastante en el tiempo que he estado trabajando en este proyecto, y de manera más general a la gente del grupo de instrumentación que me introdujeron en el área, y en particular a Patricio Mena, Jorge Castillo y Ernest Michael por darme la oportunidad de estar en esta experiencia, trabajar en el laboratorio y por su guía.

Tabla de contenido

Índice de tablas	v
Índice de figuras	vi
1. Introducción	1
1.1. Antecedentes.	1
1.1.1. Antecedentes Generales.	1
1.1.2. Antecedentes Específicos.	2
1.2. Objetivos.	3
1.2.1. Objetivos Generales.	3
1.2.2. Objetivos Específicos.	3
1.3. Estructura del informe.	3
2. Revisión bibliográfica y estado del Arte	4
2.1. Astronomía e Instrumentación Astronómica	4
2.2. Dispositivos ópticos y fotónicos.	9
2.2.1. Fibra óptica	9
2.2.2. Láseres	14
2.2.3. Acopladores de fibra óptica	14
2.2.4. Desplazador de Frecuencia de Fibra	15
2.2.5. Híbrido de cuadratura óptico (OQH).	15
2.2.6. Fotodiodos.	16
2.3. Ruido y su caracterización	18
2.3.1. Trasfondo conceptual de Procesos aleatorios	18
2.3.2. Tipos de Espectros especiales de Ruido	20
2.3.3. Varianza y desviación de Allan	21
2.4. Estado del Arte	23
3. Desarrollo y metodología	25
3.1. Especificaciones de los componentes principales.	26
3.1.1. Híbrido de cuadratura óptico o OQH.	26
3.1.2. Fotodiodos.	27
3.1.3. Desplazador de frecuencia de fibra.	28
3.1.4. Acopladores de fibras.	28
3.2. Fabricación de cajas híbrido y fotodiodos rápidos.	29
3.3. Pruebas de componentes individuales.	30
3.3.1. Caracterización de los acopladores direccionales ópticos.	30

3.3.2. Verificación fotodiodos.	30
3.4. Verificación funcionamiento Híbrido óptico de cuadratura (OQH).	32
4. Resultados y Análisis	36
4.1. Resultados de pruebas a Componentes individuales	36
4.1.1. Acopladores de fibra	36
4.1.2. Fotodiodos	36
4.2. Resultados caracterización del OQH y sistema completo	38
4.2.1. Primer experimento con Osciloscopio Agilent 54622A	38
4.2.2. Experimento con Voltímetro vectorial 8405A de HP	40
4.2.3. Experimento con Osciloscopio digital Rigol DS4012	46
5. Conclusiones y Trabajo Futuro	58
5.1. Conclusiones	58
5.2. Trabajo Futuro	59
Glosario de Acrónimos	61
Bibliografía	63
A. ADCSERIAL	67
B. TEMPFASE	68
C. MEDICIONES	70
D. VOLTAJE	74
E. FILTRO	80
F. ATANFIT	81
G. TRESPLOTS	85
H. RIGOLPLOT	87

Índice de tablas

1.1. Espectro electromagnético [3]	1
2.1. Algunos de los principales conectores usados en Fibra óptica [5]-[31]-[46] . . .	13
2.2. Tipos funcionales de procesos independientes de ruido, según pendientes características de gráficos log-log[2]	22
4.1. Condiciones prueba 1 fotodiodos	37
4.2. Primera Prueba de Salidas fotodiodos	37
4.3. Primera Prueba de entradas fotodiodos	38
4.4. Prueba adicional fotodiodo 1	38
4.5. Prueba potencias entrada/salida Híbrido	38
4.6. Voltajes y frecuencias salida del híbrido	39
4.7. Datos de caracterización de los termistores.	42
4.8. Valores destacados de desfase y temperatura filtrados medidos por Voltímetro Vectorial	43
4.9. Valores destacados de desfase y temperatura filtrados medidos por osciloscopio digital Rigol DS4012	48
4.10. Valores aproximados medios de los parámetros de las trazas de cada canal. .	50
4.11. Configuraciones de pruebas de Fase vs voltajes de control.	54

Índice de figuras

2.1. Esquema DSB con sus elementos básicos [44].	5
2.2. Distintos casos de superposición de señales USB y LSB, con frecuencia de LO como central [8]-[13]. Los casos <i>a)</i> , <i>b)</i> y <i>c)</i> representan distintas situaciones de LSB y USB antes y después del mezclador. Cabe destacar el último caso, <i>c)</i> , donde se aprecia la superposición de las bandas.	5
2.3. Separador de banda en configuración usual [44].	6
2.4. Representación de frecuencias en señales LSB Y USB	6
2.5. Nomenclatura de puertos	7
2.6. Separador de banda en configuración alternativa	9
2.7. Diagrama Fibra óptica. Se muestran desde el interior al exterior las secciones llamadas Core, Cladding, Coating, Buffer [12]	10
2.8. Diagrama MMF convencional o de índice escalonado. Se observa como se produce la dispersión modal por el brusco cambio en el índice de refracción entre el Núcleo o Core y la interface "Núcleo"- "Capa Intermedia (Cladding)"[45] .	10
2.9. Diagrama Graded-Index Fiber. Al hacer más paulatino el cambio en el índice de refracción del núcleo, se observa la convergencia en los tiempos de desplazamiento de cada modo.[45]	11
2.10. Diagrama SMF. Se puede observar el núcleo más delgado y el menor efecto de ensanche de pulso.[45]	11
2.11. Secciones transversales PMF. En el diagrama de la izquierda se aprecia la configuración Bow-Tie, en la del centro la más usada PANDA, y a la derecha la de Chaqueta elíptica.[35]	12
2.12. Conexión de casquillos de bajas reflexiones. En a) se observa el uso de líquido en la interfaz de los casquillos, mientras que en b) los pulidos PC-SPC-UPC, y por último en c) el pulido APC.[31]	13
2.13. Algunos conectores usuales de fibra óptica. En a) se observa el SMA, en b) el ST, en c) el FDDI, en d) el FC y en e) el LC.[5]	14
2.14. Operación de fotodiodo en corto circuito [45]	16
2.15. Operación de fotodiodo en modo fotovoltaico [45]	17
2.16. Operación de fotodiodo en modo fotoconductor, (a) sin resistencia de carga y (b) con resistencia de carga[45]	17
2.17. Representación de los estados siguientes al inicial en un paseo aleatorio[47]. .	19
2.18. Curva típica de varianza de Allan en gráfico log-log. El primer segmento (de pendiente -1) representa ruido blanco, el segundo (mínimo plano de pendiente cero) ruido de pestaño y el último segmento (pendiente 1) caminata aleatoria, todos en frecuencia [42].	22

3.1. Diagrama de control y alimentación OQH.	25
3.2. Diagrama OQH COH24-X, donde se aprecian elementos como retardadores y divisores de haz [29].	26
3.3. Dibujo del OQH COH24-X [29]	27
3.4. Dibujo del fotodiodo DSC20H [18]	27
3.5. Desplazador de frecuencia	28
3.6. Esquema Caja fotodiodos.	29
3.7. Caja Fotodiodos	30
3.8. Esquema Caja OQH.	31
3.9. Caja OQH.	31
3.10. Prueba acopladores ópticos	31
3.11. Esquema verificación fotodiodos.	32
3.12. Esquema verificación OQH.	34
3.13. Potencias a la entrada del OQH.	35
3.14. Potencias a la salida del OQH.	35
4.1. Resultados acopladores 50/50 SM	37
4.2. Visualización y medidas en el osciloscopio para salida 1 (a) y 3 (b) del OQH	39
4.3. Fase vs Voltaje OQH COH24-X	40
4.4. Voltímetro vectorial funcionando	41
4.5. Arduino y termistores ocupados	42
4.6. Gráficos de Prueba de 3 horas en el Voltímetro Vectorial. En la gráfica de arriba se muestra el desfase vs el tiempo, mientras que en la de abajo se muestran las lecturas de los 4 termistores, además del promedio de temperatura.	43
4.7. Gráfico en escala logarítmica de la desviación de Allan del desfase medido en el Voltímetro Vectorial.	44
4.8. Gráficos filtrados de prueba con Voltímetro Vectorial. En el gráfico superior se muestran los desfases filtrados, y en el inferior las temperaturas.	44
4.9. Gráfico en escala logarítmica de la desviación de Allan del desfase filtrado medido en el Voltímetro Vectorial.	45
4.10. Gráficos de desfase y temperatura vs el tiempo medidos inicialmente por el osciloscopio digital Rigol DS4012. Para mejor visualización, los métodos de cálculo por flanco de subida y bajada se muestran en gráficos diferentes.	47
4.11. Gráficos de desviación de Allan, de los primeros datos extraídos del osciloscopio digital Rigol DS4012. Se muestran en el mismo gráfico los cálculos del desfase por flanco de subida y bajada.	47
4.12. Gráficos de desfase y temperatura vs el tiempo filtrados medidos inicialmente por el osciloscopio digital Rigol DS4012.	48
4.13. Gráficos de desviación de Allan, de los primeros datos, filtrados, extraídos del osciloscopio digital Rigol DS4012. Se muestran en el mismo gráfico los cálculos del desfase por flanco de subida y bajada.	49
4.14. Gráfico de trazas típicas de los canales 1 y 2, obtenidas del osciloscopio digital Rigol DS4012	50
4.15. Gráficos de desplazamiento de voltaje DC, voltaje peak to peak y frecuencia de trazas de los canales 1 y 2, obtenidas del osciloscopio digital Rigol DS4012	51
4.16. Gráficos de fase calculada por 3 métodos (flanco de subida, flanco de bajada y correlación cruzada) y temperatura vs el tiempo.	51

4.17. Gráficos de desviación de Allan, datos extraídos del osciloscopio digital Rigol DS4012. Se muestran en el mismo gráfico los cálculos del desfase por flanco de subida y bajada, además de por correlación cruzada.	52
4.18. Gráficos de fase calculados por 3 métodos (flanco de subida, flanco de bajada y correlación cruzada) y temperatura, después de filtrar, vs el tiempo.	53
4.19. Gráficos de desviación de Allan, datos filtrados extraídos del osciloscopio digital Rigol DS4012. Se muestran en el mismo gráfico los cálculos del desfase por flanco de subida y bajada, además de por correlación cruzada.	53
4.20. Gráficos de Fase vs Tiempo y Voltaje vs Tiempo.	54
4.21. Gráficos de Tiempo de respuesta vs cambios de voltajes de control. Se muestran en el mismo gráfico las pruebas con $V1=0$ y $V2=0$, variando la otra cantidad. De arriba a abajo y de izquierda a derecha, se muestran las pruebas 1,5,2,3 y 4 de la Tabla 4.11.	56
4.22. Gráficos de Fase vs voltajes de control. Se muestran en el mismo gráfico las pruebas con $V1=0$ y $V2=0$, variando la otra cantidad. De arriba a abajo y de izquierda a derecha, se muestran las pruebas 1,5,2,3 y 4 de la Tabla 4.11. . .	57

Capítulo 1

Introducción

1.1. Antecedentes.

1.1.1. Antecedentes Generales.

Debido a su curiosidad inherente, el hombre siempre se ha interesado por conocer el universo. Para poder acceder a toda esta información se recolecta la radiación electromagnética necesaria, para después procesarla. En los últimos años se han dado pasos agigantados en estos campos, debido al desarrollo de la instrumentación astronómica. De esta manera, han surgido complejos astronómicos cada vez más avanzados, donde destaca ALMA. Este arreglo de radiotelescopios se localiza en el llano de Chajnantor a 5058 metros de altitud, en el desierto de Atacama al norte de Chile.

Tabla 1.1: Espectro electromagnético [3]

Radiación	Longitud de onda	Observatorios
Rayos Gamma	<0.1 nm	Satélites
Rayos X	0.001 nm - 10 nm	Satélites
Ultravioleta	10 nm – 300 nm	Telescopios ópticos en globos o satélites
Óptico visible	300 nm – 700 nm	Telescopios ópticos en tierra, CCDs
Infrarrojo Óptico	700 nm – 1 μ m	Telescopios ópticos en tierra, CCDs
Infrarrojo cercano (nIR)	1 μ m - 5 μ m	Telescopios ópticos
Infrarrojo Medio	5 μ m - 25 μ m	Telescopios ópticos – avión o satélite
Infrarrojo Lejano (fIR)	25 μ m - 350 μ m	Satélites
Submilimétricas	350 μ m – 1 mm	Radiotelescopios a gran altura
Microondas	1 mm – 3 cm	Radiotelescopios
Radio	1mm – 30 m	Radiotelescopios

En la Tabla 1.1 se visualizan las distintas bandas del espectro electromagnético. El rango de

aplicación de los radio telescopios , como ALMA, es la radiación milimétrica y submilimétrica, y es ahí donde se centra este trabajo. Debido al efecto Doppler las frecuencias de las ondas que tienen su origen en el espacio lejano disminuyen su frecuencia, de manera que las frecuencias caen en el rango de captación de los radiotelescopios.

1.1.2. Antecedentes Específicos.

Para disminuir el ruido de la atmósfera se construyen receptores de radio denominados separadores de banda. Su implementación tradicional requiere de componentes analógicos denominados híbridos de cuadratura (dispositivos que reciben dos señales de entrada y las combinan directamente y con una diferencia de fase de 90°). Dados los avances en la generación fotónica de radio frecuencia, se propone remplazar uno de estos componentes analógicos por uno fotónico lo que dará mayor flexibilidad al sistema.

Para efectos de este desarrollo, se trabajó en el Laboratorio de Fotónica del Departamento de Ingeniería Eléctrica, ubicado en Av. Tupper 2007, Quinto Piso. Los principales equipos y dispositivos que componen los sistemas de prueba para caracterizar el Híbrido óptico, consisten en:

- Fibras ópticas monomodo y de polarización mantenida, con pulidos APC, PC y UPC de 1550nm.
- Híbrido óptico COH24-X de Kyria.
- Fotodiodos rápidos DSC20H de Discovery Semiconductors, Inc.
- Acopladores direccionales ópticos monomodo WS15500202C3011 de AC Photonics, Inc.
- Acoplador direccional óptico de polarización mantenida de PFC-15-1-10-L-P-7-2-FB de AFWoptics.
- Desplazador de frecuencia de fibra AMF-55-1550-2FP+ de Brimrose Corporation.
- Láser Koheras Adjustik E15 de NKT Photonics.
- Láser Cobrite DX1 de ID Photonics.
- Controladores manuales de polarización FPC560 de Thor Labs.
- Medidor de potencia óptica PM001307 de Thor Labs.
- Osciloscopio digital Agilent 54622A.
- Osciloscopio digital Rigol DS4012.
- Voltímetro vectorial 8405A de HP.
- Fuentes de voltaje regulables Rigol DP832.

1.2. Objetivos.

1.2.1. Objetivos Generales.

- Construir un montaje experimental de un separador de banda utilizando un híbrido de cuadratura fotónico, para dar más flexibilidad al sistema.
- Determinar la factibilidad de usar en astronomía.

1.2.2. Objetivos Específicos.

- Idear y construir un montaje para la comprobación del sistema.
 - Adquirir componentes que se requieran.
 - Desarrollar un protocolo de pruebas.
 - Diseñar y construir infraestructura de pruebas, como cajas protectoras para los dispositivos más delicados.
- Analizar datos para determinar factibilidad.

1.3. Estructura del informe.

En cuanto a la estructura de este informe, con el fin de dar a entender los conceptos básicos que se utilizan más adelante, se parte por la Revisión bibliográfica y estado del Arte. Luego en el **Capítulo 3**, se detallan los procesos de diseño y construcción del montaje para las pruebas, además de especificar los componentes a utilizar. El **Capítulo 4** muestra los resultados obtenidos. Finalmente el **Capítulo 5** discute estos resultados, expone las conclusiones y da a entender los problemas encontrados y el trabajo futuro.

Capítulo 2

Revisión bibliográfica y estado del Arte

2.1. Astronomía e Instrumentación Astronómica

Para poder procesar señales radioastronómicas, una de las tecnologías de diseño más utilizado es la del receptor heterodino, donde se mezcla la señal RF incidente con un oscilador local (LO). Para esto se ocupan principalmente elementos no lineales como diodos, para producir la mezcla y luego producir la señal de frecuencia intermedia (IF). Este proceso se conoce como *down conversion* (conversión hacia abajo), y se caracteriza por la ecuación 2.1

$$\omega_{IF} = |\omega_{RF} - \omega_{LO}| \quad (2.1)$$

Para poder realizar esta ecuación es necesario un dispositivo no lineal, que pueda hacer algo similar a multiplicar las dos señales. Si tenemos:

$$RF = A \cos(\omega_{RF}t) \quad (2.2)$$

y

$$LO = B \cos(\omega_{LO}t) \quad (2.3)$$

entonces,

$$RF \cdot LO = A \cdot B \cos(\omega_{RF}t) \cos(\omega_{LO}t) \quad (2.4)$$

Tomando en cuenta la identidad

$$\cos(x) \cos(y) = \frac{\cos(x+y) + \cos(x-y)}{2} \quad (2.5)$$

se puede demostrar que,

$$RF \cdot LO = \frac{A \cdot B}{2} [\cos((\omega_{RF} - \omega_{LO})t) + \cos((\omega_{RF} + \omega_{LO})t)] \quad (2.6)$$

El segundo coseno de la ecuación 2.6, puede ser eliminado en la práctica de varias formas, usando filtros pasa bajos o a través del mismo mezclador. El término que queda representa una señal con frecuencia igual a la diferencia entre RF y LO, llamada IF.

La primera arquitectura de receptor heterodino es la de Doble Banda Lateral o Double Sideband (DSB). Esta configuración se observa en la Figura 2.1, donde se cumple la ecuación 2.1, pero no puede distinguir entre señales de frecuencias inferiores o superiores a 2.3. Estas señales producidas por la conversión hacia abajo con respecto a LO, son conocidas como banda lateral superior (USB) y banda lateral inferior (LSB). En la topología de DSB, USB y LSB se superponen, como se ve en la Figura 2.2.

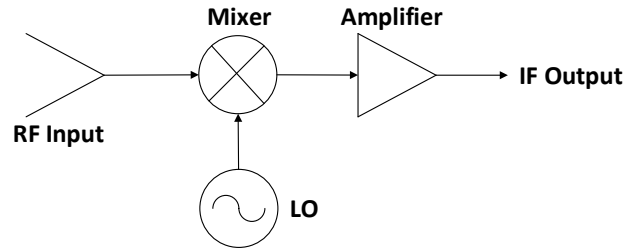


Figura 2.1: Esquema DSB con sus elementos básicos [44].

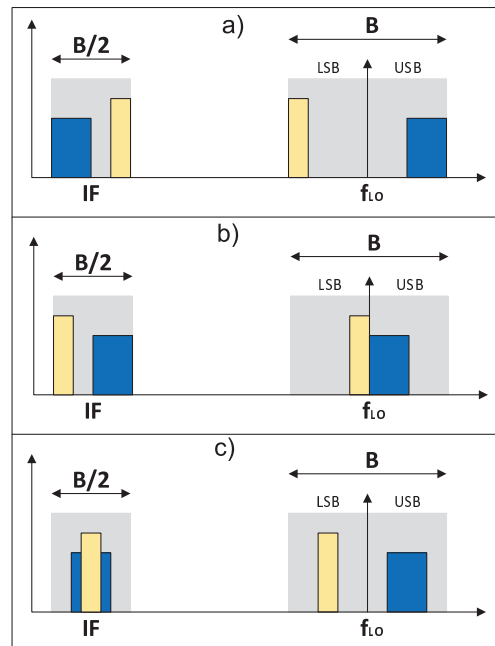


Figura 2.2: Distintos casos de superposición de señales USB y LSB, con frecuencia de LO como central [8]-[13]. Los casos *a)*, *b)* y *c)* representan distintas situaciones de LSB y USB antes y después del mezclador. Cabe destacar el último caso, *c)*, donde se aprecia la superposición de las bandas.

El problema de esta superposición es que la presencia de la banda despreciada o imagen hace decaer la sensibilidad de la medición [14]. Cuando es necesario suprimir una de las bandas, surge la topología de banda lateral única o Single Sideband (SSB). Para lograr esto puede necesitarse instrumentación adicional, que puede ser complicada o peor aún, aumentar el ruido.

Una solución alternativa es la de utilizar la configuración de separador de banda lateral (Dual Sideband Separating o 2SB). De este modo, se producen dos señales IF, correspondientes a las dos bandas RF (USB y LSB), sin necesidad de componentes adicional al frente del mezclador. De todas maneras necesita de otros componentes RF adicionales antes, como por ejemplo un híbrido de cuadratura. Este dispositivo recibe dos señales de entrada, que luego son combinadas directamente, pero las salidas tienen un desfase de 90° . La señal RF es acoplada a este dispositivo, y luego las resultantes son combinadas con la del LO, que tienen igual fase y amplitud, lo que se logra con un divisor de potencia. Las señales IF resultantes del mezclador, son ingresadas a un segundo híbrido, obteniendo dos nuevas señales IF (correspondientes a USB y LSB). El esquema usual de esta configuración puede observarse en la Figura 2.3.

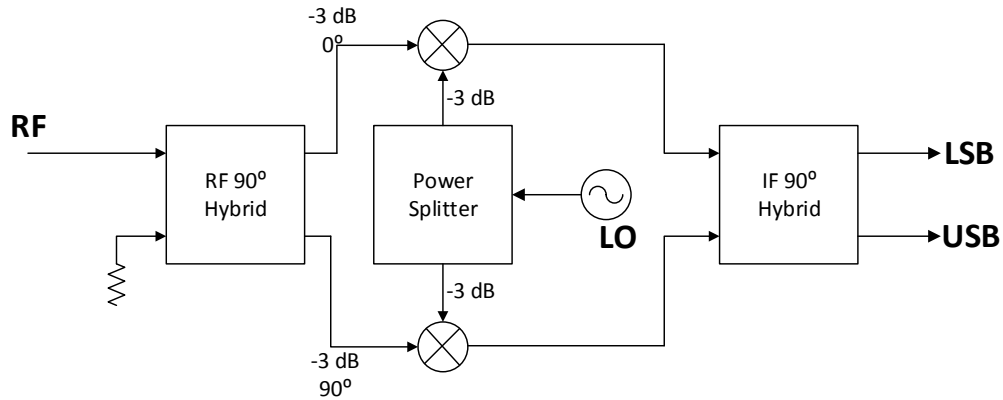


Figura 2.3: Separador de banda en configuración usual [44].

En la Figura 2.4 se puede observar una representación de las frecuencias L y U , que corresponden a LSB Y USB respectivamente. Las relaciones que describen el comportamiento del separador de banda de la Figura 2.4 se muestran en las ecuaciones 2.7-2.19 .

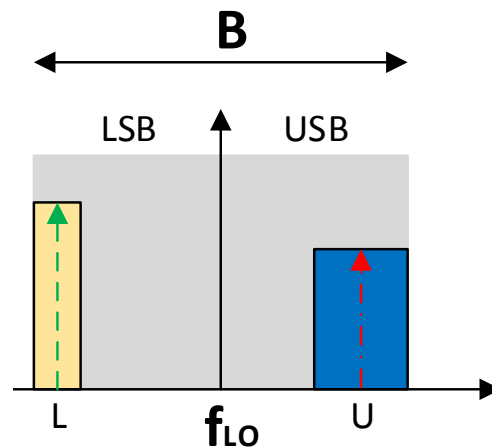


Figura 2.4: Representación de frecuencias en señales LSB Y USB

Si consideramos una señal RF, que contiene las frecuencias L y U :

$$v_{RF} = V_U \cos(\omega_U) + V_L \cos(\omega_L) \quad (2.7)$$

Cuando se toman en cuenta USB y LSB, la frecuencia de IF es igual al valor absoluto de la diferencia entre las de RF y LO, de manera que se tienen los siguientes casos:

$$\omega_U = \omega_{LO} + \omega_{IFU} \quad (2.8)$$

$$\omega_L = \omega_{LO} - \omega_{IFL} \quad (2.9)$$

donde la ecuación 2.8 representa a la señal U y 2.9 a L .

Si se considera la nomenclatura de puertos de la Figura 2.5, el híbrido de cuadratura suma las entradas con las siguientes reglas:[39]

- Desfase de 0° en la dirección de los puertos 1-2 y 4-3.
- Desfase de 90° en la dirección de los puertos 1-3 y 4-2.
- Aislación en la dirección de los puertos 1-4 y 2-3.

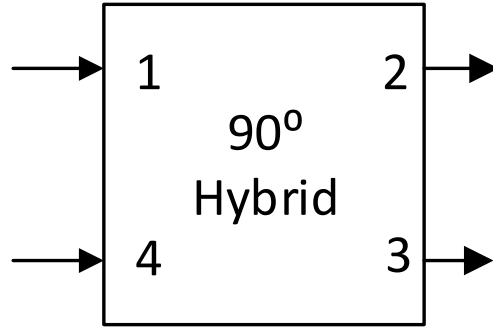


Figura 2.5: Nomenclatura de puertos

En el primer híbrido de la Figura 2.3, donde entra la señal RF en el puerto 1, del puerto 2 resulta un señal en fase con RF, pero de signo contrario, RF_0 . En cambio, en el puerto 3 se tiene una desfasada 90° , o $\frac{\pi}{2}$ con respecto a RF, $RF_{\frac{\pi}{2}}$. Estas relaciones se observan en las ecuaciones 2.10 y 2.11-2.12, respectivamente:

$$v_{RF0} = -\frac{1}{\sqrt{2}} [V_U \cos(\omega_{LO}t + \omega_{IFU}t) + V_L \cos(\omega_{LO}t - \omega_{IFL}t)] \quad (2.10)$$

$$v_{RF\frac{\pi}{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} [V_U \cos(\omega_{LO}t + \omega_{IFU}t - 90^\circ) + V_L \cos(\omega_{LO}t - \omega_{IFL}t - 90^\circ)] \quad (2.11)$$

$$v_{RF\frac{\pi}{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} [V_U \sin(\omega_{LO}t + \omega_{IFU}t) + V_L \sin(\omega_{LO}t - \omega_{IFL}t)] \quad (2.12)$$

La señal LO, con la cual hacer la conversión hacia abajo, se puede representar por la ecuación 2.13 :

$$v_{LO} = V_{LO} \cos(\omega_{LO}t) \quad (2.13)$$

de manera que las señales IF que resultan de los mezcladores, se pueden ver en las ecuaciones 2.14 y 2.15:

$$v_{IF0} = -\frac{A_c V_{LO}}{2\sqrt{2}} [V_U \cos(\omega_{IFU}t) + V_L \cos(\omega_{IFL}t)] \quad (2.14)$$

$$v_{IF\frac{\pi}{2}} = \frac{A_c V_{LO}}{2\sqrt{2}} [V_U \sin(\omega_{IFU}t) - V_L \sin(\omega_{IFL}t)] \quad (2.15)$$

donde A_c es la ganancia del mezclador. Para llegar a las relaciones 2.14 y 2.15, se usan métodos similares a los usados en la ecuación 2.6, es decir, usar identidades trigonométricas, paridad del coseno, imparidad del seno, y filtrar términos restantes. Las señales resultantes a la salida del separador de banda se muestran en las ecuaciones 2.16-2.17 para LSB y 2.18-2.19 para USB.

$$\begin{aligned} v_{LSB} &= \frac{A_c V_{LO}}{2\sqrt{2}\sqrt{2}} [V_U \cos(\omega_{IFU}t) + V_L \cos(\omega_{IFL}t)] \\ &+ \frac{A_c V_{LO}}{2\sqrt{2}\sqrt{2}} [V_U \sin(\omega_{IFU}t - 90^\circ) - V_L \sin(\omega_{IFL}t - 90^\circ)] \end{aligned} \quad (2.16)$$

$$v_{LSB} = \frac{A_c V_{LO} V_L}{4} \cos(\omega_{IFL}t) \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} v_{USB} &= -\frac{A_c V_{LO}}{2\sqrt{2}\sqrt{2}} [V_U \sin(\omega_{IFU}t) - V_L \sin(\omega_{IFL}t)] \\ &- \frac{A_c V_{LO}}{2\sqrt{2}\sqrt{2}} [V_U \cos(\omega_{IFU}t - 90^\circ) + V_L \cos(\omega_{IFL}t - 90^\circ)] \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$v_{USB} = -\frac{A_c V_{LO} V_U}{4} \sin(\omega_{IFU}t) \quad (2.19)$$

De las ecuaciones 2.17 y 2.19, se desprende que las señales RF de frecuencia sobre la de LO, es decir USB, aparecen en una salida del separador de banda, mientras que si son menores a la de LO, LSB, aparecen en otra [33]. Como resultado se obtienen salidas limpias y de amplio espectro. Como contras se encuentra el costo de fabricación de los dispositivos, principalmente en guía de ondas, además de no ser muy flexible para diferentes bandas de frecuencia. Una característica fundamental para este trabajo es que las entradas RF y LO pueden ser intercambiadas, teóricamente manteniendo idéntica la separación de banda lateral o cociente de rechazo de banda lateral (Sideband Rejection Ratio, abreviado como SRR), que es definido como la razón entre la potencia de la banda lateral deseada, y la que no, en cada salida IF. Para el cálculo de SRR, hay que considerar el desbalance de amplitud total de las secciones IF Y RF, A , y el desbalance de total de fase, θ , obteniéndose [22]

$$SRR = -10 \log \left[\frac{1 + A^2 - 2A \cos(\theta)}{1 + A^2 + 2A \cos(\theta)} \right] \quad (2.20)$$

La configuración alternativa se puede apreciar en la Figura 2.6, donde las ecuaciones 2.17 y 2.19 también se cumplen.

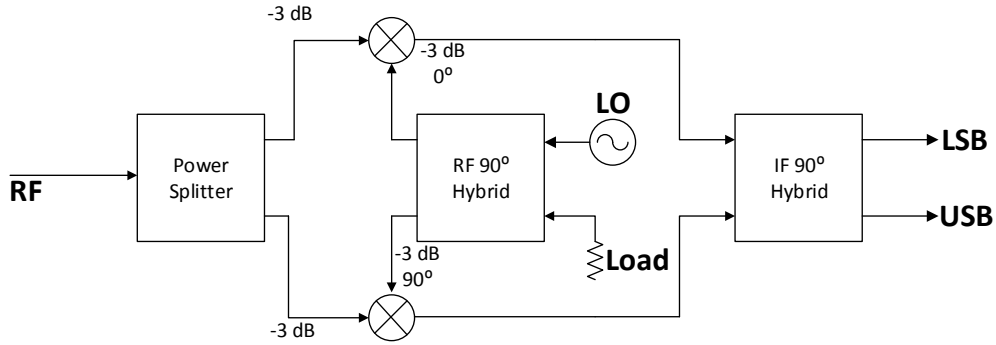


Figura 2.6: Separador de banda en configuración alternativa

2.2. Dispositivos ópticos y fotónicos.

Se entiende como fotónica a la ciencia de la generación, control y detección de fotones, en particular en el espectro visible e infrarrojo cercano, aunque también hay aplicaciones en otras longitudes de onda. Las aplicaciones van desde comunicaciones (fibra óptica) a defensa y medicina.

2.2.1. Fibra óptica

El término fibra óptica se refiere a un tipo de guía de onda, compuesta de un cilindro dieléctrico fabricado de un material de bajas pérdidas que tiene un núcleo central donde es guiada la onda, embebida en un revestimiento exterior con menor índice de refracción, de modo que los rayos incidan en el núcleo, con un ángulo mayor que el ángulo crítico, de manera que no hay refracción en el revestimiento. De resumen, está constituida de los siguientes componentes, o en la Figura 2.7 [12]:

1. La parte más interior o “Core”, también llamado núcleo óptico, con un alto índice de refracción y fabricado en sílice, cuarzo fundido o plástico.
2. Capa intermedia o “Cladding”, también llamada funda óptica, su índice de refracción es menor que en el “Core”, que confina las ondas en el anterior.
3. Revestimiento de protección exterior o “Coating”, que es una envoltura de plástico que aísla las fibras, disminuye interferencias, y da protección mecánica.
4. Segunda protección o “Buffer”, que se usa en algunos casos, como en fibras de estructura ajustada.

Un haz de luz puede seguir diferentes modos de propagación. Hay principalmente dos tipos de fibras según estos modos, llamados fibra multimodo (MMF o Multi Mode Fiber) y monomodo (SMF o Single Mode Fiber).

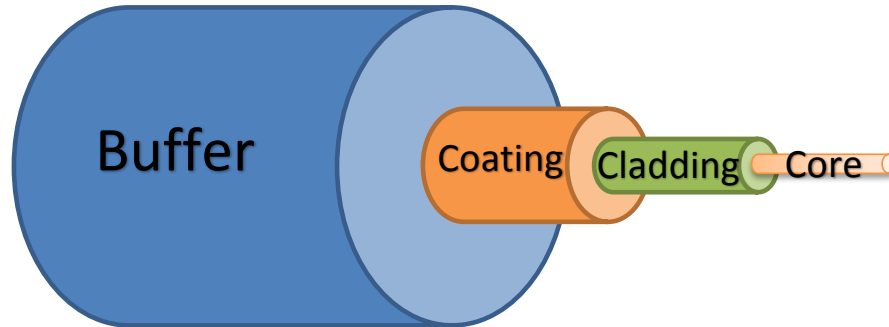


Figura 2.7: Diagrama Fibra óptica. Se muestran desde el interior al exterior las secciones llamadas *Core*, *Cladding*, *Coating*, *Buffer*[12]

Fibra Multimodo

En este tipo de fibra los haces pueden circular por más de un modo, de manera que pueden no avanzar a la vez. Esto se debe a la diferencia de velocidad de grupo de cada modo, lo que además produce un ensanche del pulso de luz, y un mayor tiempo de viaje. Este efecto es llamado dispersión modal. En la Figura 2.8 se puede observar el esquema geométrico y físico de una fibra fibra MM convencional o de índice escalonado (step-index fiber).

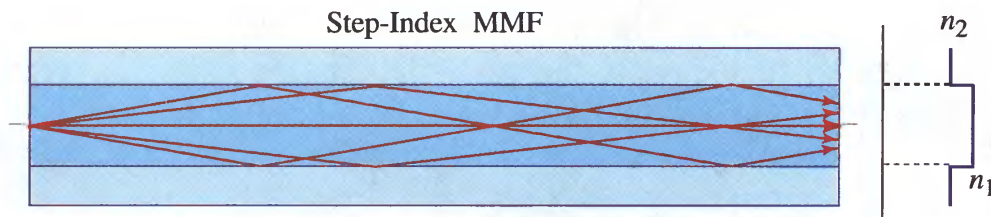


Figura 2.8: Diagrama MMF convencional o de índice escalonado. Se observa como se produce la dispersión modal por el brusco cambio en el índice de refracción entre el Núcleo o Core y la interface "Núcleo"- "Capa Intermedia (Cladding)"[45]

La dispersión modal puede ser reducida dando un gradiente al índice de refracción del núcleo o core de la fibra, desde un máximo en el centro del núcleo, hasta un mínimo en el límite exterior de este. Este tipo de fibra se conoce como fibra de índice gradual (GRIN o Graded-Index Fiber). Esto permite que los distintos tiempos de desplazamiento de cada modo se ajusten a un valor bastante cercano, ya que como el índice de refracción disminuye al alejarse del centro del núcleo, la velocidad aumenta en la misma dirección. Un diagrama de este tipo de fibra se muestra en la Figura 2.9.

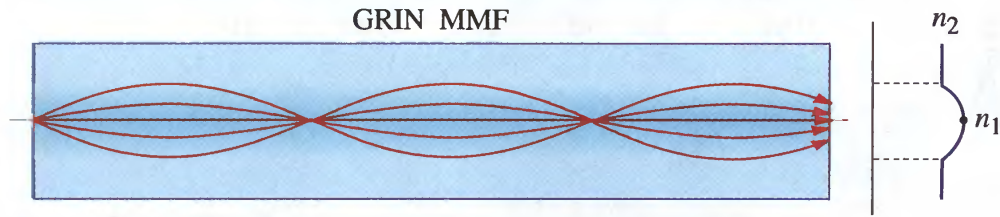


Figura 2.9: Diagrama Graded-Index Fiber. Al hacer más paulatino el cambio en el índice de refracción del núcleo, se observa la convergencia en los tiempos de desplazamiento de cada modo.[45]

Fibra Monomodo

En una fibra monomodo se propaga solo un modo de luz, para lo cual se reduce significativamente el diámetro del núcleo. De esta manera su transmisión es paralela al eje de la fibra. Como ventajas se desprende que la razón de atenuación de potencia es bastante menor que en las MMF. Además, como la señal no tiene el efecto de ensanche del pulso, logra mayores tasas de transmisión que en las fibras multimodo. Un diagrama de una fibra SM típica se puede observar en la Figura 2.10.

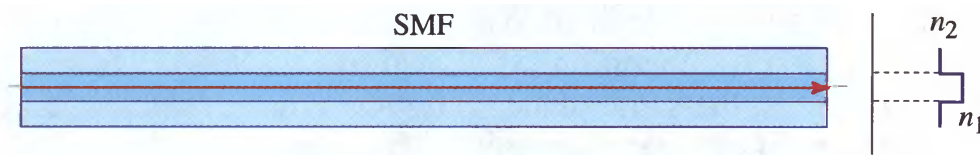


Figura 2.10: Diagrama SMF. Se puede observar el núcleo más delgado y el menor efecto de ensanche de pulso.[45]

Un tipo especial de fibras monomodo, son las de polarización mantenida (Polarization-maintaining optical fiber o PMF), donde los planos de polarización de la luz incidente a la fibra durante la propagación son mantenidos con un efecto despreciable de acoplamiento cruzado de potencia óptica entre los modos de polarización. Lo anterior es una ventaja con respecto a las fibras SM convencionales, debido a que en estas los estados de polarización se pierden luego de algunos metros de propagación. Para lograr estos efectos, en las PMF se induce estrés mecánico, como giros o flexiones, ya que así puede cambiar el estado de polarización de la luz que se transporta. Para entender lo anterior es necesario el concepto de birrefringencia, que se refiere a una diferencia de la constante de propagación de la luz en la fibra, según dos ejes de polarización perpendiculares. En una fibra de valor elevado de birrefringencia, se aplica estrés asimétricamente alrededor del núcleo de la fibra, lo que da diferentes índices de refracción para dos ejes ortogonales. De este modo se generan un eje rápido y uno lento, que pueden mantener la polarización en la fibra por varios metros. El mayor problema, es que estos ejes no necesariamente están alineados con la polarización de la luz incidente, de manera que hay que cerciorarse de un buen acople.[35]

En cuanto al estrés para lograr una alta birrefringencia, se usan principalmente componentes al interior de la fibra que den más tensión. El diseño más utilizado es el PANDA, diseñado por Nippon Telegraph and Telephone, a principios de la década de 1980. En este diseño se

utilizan como elementos de tensión, 2 barras paralelas y alineadas junto al núcleo, llamadas barras de estrés. Otras configuraciones son las Bow-Tie y de Chaqueta elíptica (Elliptical jacket). En la Figura 2.11 se muestra las secciones transversales de todas.

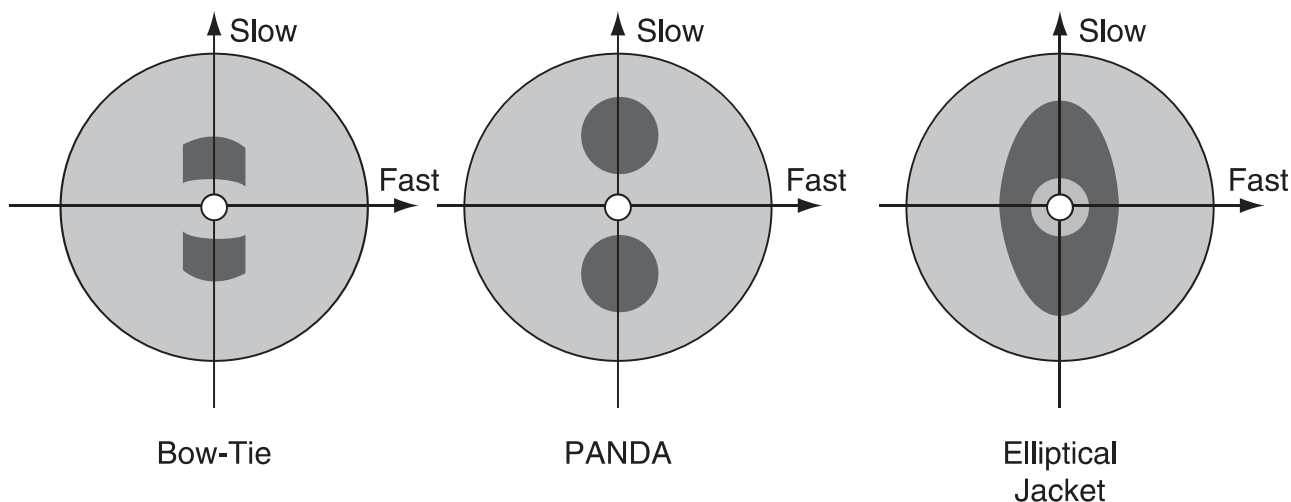


Figura 2.11: Secciones transversales PMF. En el diagrama de la izquierda se aprecia la configuración Bow-Tie, en la del centro la más usada PANDA, y a la derecha la de Chaqueta elíptica.[35]

Conexión estándar y de Bajas Pérdidas

Con el fin de comunicar diversos dispositivos, son necesario métodos para la fácil conexión y desconexión de segmentos de cables de fibra óptica. Una parte fundamental del conector es la ferrule o casquillo, principalmente de zirconia. El casquillo es un dispositivo para alinear las fibras con gran precisión, permitiendo el guiado con otro casquillo o un tercer componente. Con el fin de fijar la fibra al casquillo, se puede usar pegamento o crimpar. Los enfoques más utilizados son:[31]

- Usar un líquido de adaptación de índice. No es muy práctica en ciertos ambientes debido a la retención de partículas de polvo.
- Aplicar suavemente presión para mantener alineado longitudinalmente los contactos. Esta solución es eficiente si el casquillo está pulido con una suave forma convexa, como es en los conectores con pulido de **Contacto Físico** o **PC** (Physical Contact). Generalmente tienen pérdidas de retorno entre 27 y 40 dB, pero puede aumentar el desempeño con un mejor pulido, con entre 40 y 50 dB en el **SPC** (Super PC) y más de 50 dB con el **UPC** (Ultrar PC).[46]
- Escindir en ángulo (aproximadamente 8°) el casquillo. Esta solución últimamente es ampliamente usada en fibras SM, como en los con conectores con pulido de contacto físico angulado o **APC** (Angle Physical Contact). Para lograr este proceso, se debe pulir sucesiva e inclinadamente el casquillo. Una interfaz no perpendicular disminuye las reflexiones de Fresnel (producto de un cruce de luz desde un medio a otro distinto) mejorando las pérdidas por retorno[46]. Hay que tener cuidado con el montaje, debido al angulado de los conectores, por lo que generalmente se usa marcas en ellos.

Una representación de las técnicas para optimizar las interfaces de los casquillos de las fibras, se presenta en la Figura 2.12.

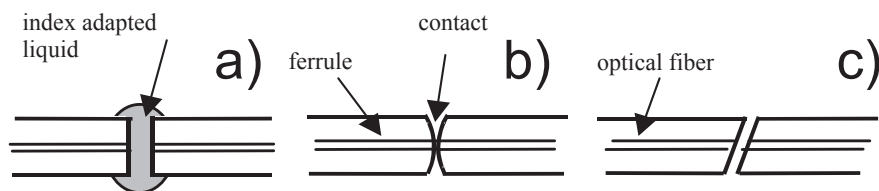


Figura 2.12: Conexión de casquillos de bajas reflexiones. En a) se observa el uso de líquido en la interfaz de los casquillos, mientras que en b) los pulidos PC-SPC-UPC, y por último en c) el pulido APC.[31]

Existen diferentes maneras de mantener la conexión, además de varios materiales. Por lo tanto, han existido bastantes estándares de conectores que se listan en la Tabla 2.1.

Tabla 2.1: Algunos de los principales conectores usados en Fibra óptica [5]-[31]-[46]

Tipo de conector	Características ópticas	Tipo de fibra	Sujeción	Información Adicional
SMA	Pulido recto	MMF	Atornillado (sin detección)	Desarrollado por Amphenol y mayormente obsoleto
ST	Pulido Recto	MMF y SMF	Bayoneta	Usado en redes computacionales y registrado por AT&T
FDDI	-	Dos MMF	Indexado	Usado en la Interfaz Digital Distribuida mediante Fibras ópticas (FDDI)
FC/PC, FC/APC	pulido convexo y angulado	SMF	Atornillado (con detección)	Usado en comunicaciones de larga distancia, fibras PM, láseres, entre otros
FC/PC, FC/APC	pulido convexo y angulado	MMF y SMF	Indexado	Usado en telecomunicaciones y redes
EC	Pulido polarizado y de membrana	MMF y SMF	Indexado	Telecomunicaciones
LC	-	MMF y SMF	Indexado	Pequeño tamaño de los casquillos, usado en redes locales y también se encuentra como duplex.

Algunos de los conectores anteriores se aprecian en la Figura 2.13.

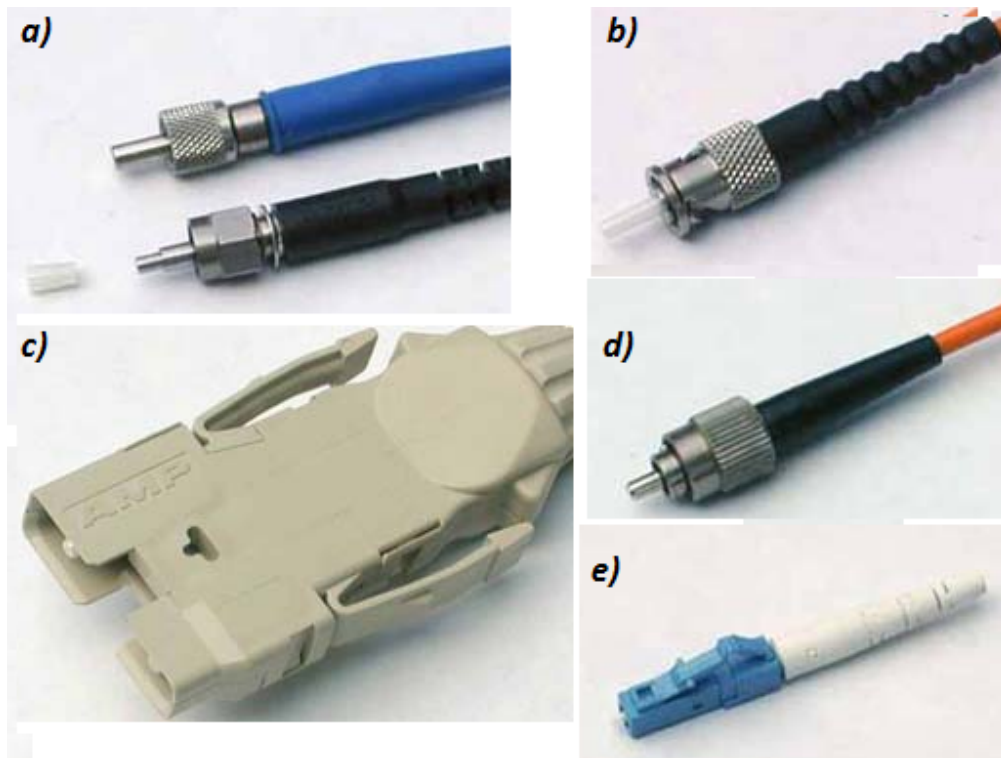


Figura 2.13: Algunos conectores usuales de fibra óptica. En a) se observa el SMA, en b) el ST, en c) el FDDI, en d) el FC y en e) el LC.[5]

2.2.2. Láseres

Un láser es un oscilador óptico, es decir un amplificador con retroalimentación positiva. Puede ser disparado inicialmente por medio de ruido. El proceso continúa hasta que se obtiene una gran señal, que llega al límite de saturación del amplificador.

2.2.3. Acopladores de fibra óptica

Análogos a los acopladores en guías de onda, los de fibra son dispositivos de una o más entradas o salidas, caracterizados por ser direccionales. Esto quiere decir que las señales de una entrada solo pueden aparecer en una o más salidas, y no en la misma ni otra entrada. De esa manera pueden juntar o separar señales. El principal método de fabricación es fundir algunas fibras de manera que sus núcleos estén en contacto. Además existen otros métodos como pulir las fibras hasta que los núcleos se conecten o usar elementos discretos ópticos.

Como en la mayoría de los casos las fibras son monomodo, las longitudes de onda de las señales, en caso que se junten, deben ser similares. En caso de frecuencias diferentes pueden existir grandes pérdidas. Los acopladores se fabrican para distintas razones de acoplamiento, que se refiere a el porcentaje de la división de la potencia entre fibras de salida.

2.2.4. Desplazador de Frecuencia de Fibra

Un desplazador de frecuencia de fibra (FFS o Fiber Frequency Shifter) es un dispositivo que desplaza la frecuencia de un haz entrante, mediante un valor fijo. Suelen ser moduladores acusto-ópticos (AOM o Acousto-Optic Modulator), es decir modifican el índice de refracción de un medio óptico por medio de ondas mecánicas de presión. La luz puede experimentar difracción de Bragg en una gradilla de índice de refracción periódico que se desplaza generada por una onda de sonido, de manera que los AOM, también son llamados celdas de Bragg [38].

Un cristal transparente es acoplado a un piezo eléctrico que lo somete a vibración mecánica, por medio de una onda RF del orden de los 100 MHz, que puede provenir de un controlador externo. Estas oscilaciones logran satisfacer la condición de Bragg y una porción del haz óptico incidente cambia ligeramente su dirección y frecuencia, el cual es dirigido hasta la salida del desplazador.

2.2.5. Híbrido de cuadratura óptico (OQH).

Un OQH es un dispositivo que posee un número variable de puertos según su aplicación, a diferencia de los híbridos de microondas que generalmente tienen 4. Los de 6 puertos son generalmente llamados de polarización única, y cuentan con dos entradas y 4 salidas de fibra óptica. Se caracterizan por mezclar una de las entradas, L (en los cuatro estados de cuadratura del plano complejo), con la otra de referencia (R), es decir [28]:

- Salida 1: $R + L$
- Salida 2: $R - L$
- Salida 3: $R + jL$
- Salida 4: $R - jL$

También hay dispositivos de 8 [17] y de 10 puertos. Estos últimos pueden ser de polarización doble [28], que pueden extraer fase amplitud y polarización de señales con cualquier polarización [29]. En cuanto a su construcción, están hechos tradicionalmente en base a elementos como divisores y combinadores de haz (50/50 beam splitter y beam combiners). La implementación suele ser en guías de ondas planas o componentes de fibra. Algunos de los más recientes funcionan en base a principios relacionados con interferómetros, espejos y retardadores (half waveplate y quarter waveplate), entre otros elementos discretos. [15]-[29].

Con el fin de aumentar la precisión de la fase de 90° , a veces se integran sistemas de control. Esto es importante, ya que la fase puede ser alterada por estrés mecánicos de los componentes de fibra o por cambios de temperatura. Una manera de ajustar la fase, se basa en termo-resistencias controladas por voltaje y otro por medio de piezoelectrónicos que ejercen cambios en las dimensiones de las fibras al variar el voltaje.[7]

2.2.6. Fotodiodos.

Un diodo es un dispositivo semiconductor con dos secciones principalmente, una con dopaje negativo (n) y otra positivo (p). En un fotodiodo, con la finalidad de mejorar el desempeño al generar corrientes a través de fotones, se suele agregar una capa intermedia de material sin dopar, o intrínseco. Esta sección junto con la capa de agotamiento (Depletion Layer) al absorber fotones, generan pares electrón-hueco que producen corriente.

Existen principalmente 3 modos de funcionamiento de los fotodiodos como receptores, en corto circuito, en circuito abierto y polarización inversa [45]. En el modo de **Corto Circuito**, simplemente generan fotocorriente con la luz incidente i_p , sin ningún tipo de polarización, según la ecuación 2.21 . Un diagrama de este modo se ve en la Figura 2.14.

$$i = i_s \left[\exp\left(\frac{eV}{kT}\right) - 1 \right] - i_p \quad (2.21)$$

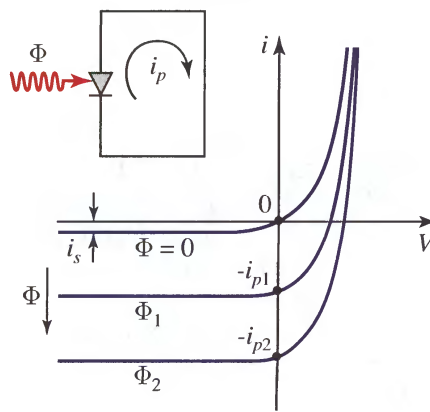


Figura 2.14: Operación de fotodiodo en corto circuito [45]

En el modo de **Circuito Abierto o Fotovoltaico**, el fotodiodo está polarizado en directa, de manera que se mide el voltaje en los terminales de este. Su dependencia es no lineal y no tienen buena respuesta en frecuencia. Su comportamiento y diagrama se observa en la Figura 2.15.

El modo de **Polarización Inversa o Fotoconductorivo**, se polariza el diodo en inversa y se mide la corriente. La magnitud del voltaje inverso no influye demasiado en la respuesta, pero si aumenta puede mejorar la velocidad de respuesta sin generar demasiadas corrientes oscuras. En la Figura 2.16 se observa este modo.

Otras ventajas de un fuerte voltaje inverso son[45]:

- Se crea un fuerte campo eléctrico en la juntura que aumenta la velocidad de deriva de los portadores.
- Aumenta el ancho de la capa de agotamiento, lo que reduce la capacitancia, por lo tanto mejora la respuesta en el tiempo, además de aumentar el área sensitiva.

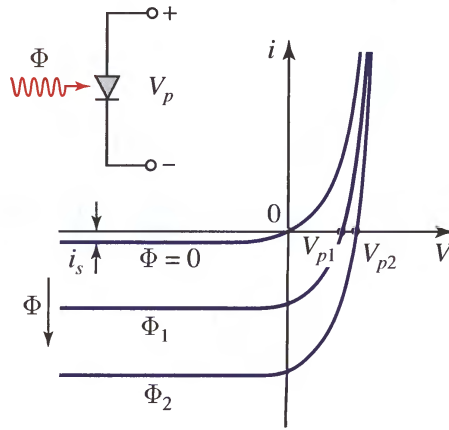


Figura 2.15: Operación de fotodiodo en modo fotovoltaico [45]

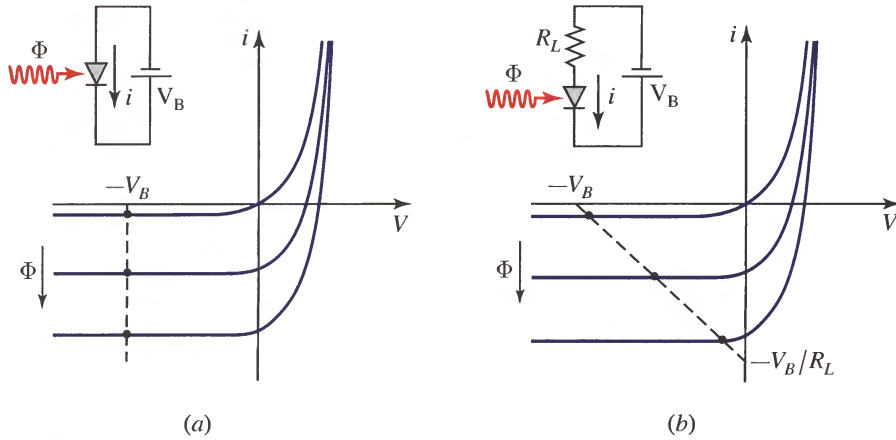


Figura 2.16: Operación de fotodiodo en modo fotoconductor, (a) sin resistencia de carga y (b) con resistencia de carga[45]

Sensitividad

Una característica clave al momento de usar un fotodiodo como detector, es conocer la mínima potencia que es capaz de identificar, donde el concepto de potencia de ruido equivalente o NEP (Noise-equivalent power), cobra importancia. El NEP (generalmente en unidades de $W/Hz^{1/2}$), identifica que tan sensible es un fotodetector, donde a menor valor indica que es más sensible. Más formalmente se define como la potencia óptica incidente que proporciona una unidad de relación señal a ruido (SNR o Signal to noise ratio). Esta información está bien especificada en las hojas de datos de los dispositivos. La mínima potencia, a piso de ruido del receptor, se puede calcular con [36]:

$$\text{PotenciaMínima}_{\text{pisoderuido}} = NEP\sqrt{B} \quad (2.22)$$

donde, B es el menor ancho de banda en Hz.

Otro concepto importante es la responsividad, que mide la ganancia de entrada y salida de un detector. En particular para uno fotónico, relaciona la potencia de salida eléctrica según

la potencia óptica de entrada. Se mide en Amperes o Volts dividido por Watts y puede ser encontrado por la relación:

$$R = \eta \frac{q}{hf} \quad (2.23)$$

donde, η es la eficiencia cuántica, q es la carga del electrón y f es la frecuencia de la señal óptica, y h es la constante de Planck.

Un concepto adicional que une la responsividad y el NEP es la Densidad Espectral de Potencia de ruido o NSD (Noise Spectral Density), medido en $V/Hz^{1/2}$ o $A/Hz^{1/2}$, y se puede ver la relación en la ecuación 2.24.

$$NEP = \frac{NSD}{R} \quad (2.24)$$

donde R es la responsividad.

2.3. Ruido y su caracterización

La presencia de ruido afecta de manera crítica el desempeño de un sistema. El desempeño se ve mermado por el ruido, debido a que este define el nivel de señal a ser captada de menor potencia. La potencia de ruido es resultado de procesos aleatorios de distinto origen como el flujo de cargas de electrones y huecos, las vibraciones termales de cualquier componente con temperatura sobre el cero absoluto (el más básico tipo de ruido)[41], entre otros. En general, es deseado minimizar el nivel de ruido residual de un sistema de radar o receptor de comunicaciones. Por su parte en sistemas de radio astronomía, la señal deseada es la potencia de ruido recibida por la antena, de manera que es necesario caracterizar bien el ruido.

2.3.1. Trasfondo conceptual de Procesos aleatorios

Una *variable aleatoria* unidimensional es una función $x(t)$, donde t generalmente denota el tiempo. La principal característica de esta función es que su evolución futura no está determinada unicamente por un conjunto de datos anteriores. Una *proceso aleatorio* o *proceso estocástico* unidimensional es un ensamble estadístico de variables aleatorias $x(t)$ que representan el mismo tipo de entidad física (en un contexto físico). La variable aleatoria individual es llamada realización del proceso aleatorio [25].

El ruido se puede describir en términos de su *Densidad Espectral de Potencia* o *Espectro*, en sus siglas en ingles **PSD**. Esta variable mide la distribución o contenido del ruido (o señal) por unidad de frecuencia y puede medirse en $\frac{V^2 \cdot \text{seg}}{\text{rad}}$ o $\frac{V^2 \cdot \text{seg}}{\text{Hz}}$. Suele graficarse como $\log(S(\omega))$ vs $\log(\omega)$ (o $\log(S(f))$ vs $\log(f)$). $S(\omega)$ es definida como el cuadrado de la magnitud de la transformada de Fourier de una señal, definida como [10]:

$$S(\omega) = \frac{1}{2\pi} \left| \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \right|^2 = \frac{1}{2\pi} X(\omega) X^*(\omega) \quad (2.25)$$

donde $x(t)$ es la señal y la transformada de Furier de esta es $X(\omega)$.

En instrumentación moderna, son de uso más general las muestra discreta. La PSD en estas condiciones puede generalizarse a series de tiempo finitas x_n , con $1 \leq n \leq N$ y N el número total de muestras. Esta señal debe estar muestreada a intervalos discretos $x_n = x(n\Delta t)$ en un periodo de medición neto $T = N\Delta$ con periodo de muestreo Δt , según [10]

$$PSD(\omega) \approx \frac{(\Delta t)^2}{T} \left| \sum_{n=1}^N x_n e^{-j\omega n} \right|^2 \quad (2.26)$$

Procesos de Markov y Paseos Aleatorios

Un proceso aleatorio se dice que es un **Proceso de Markov** sí y solo sí, todas sus probabilidades futuras son determinadas por sus valores conocidos más recientes, es decir:

$$P(X_{n+1} = x_{n+1} | X_0 = x_0; \dots; X_n = x_n) = P(X_{n+1} = x_{n+1} | X_n = x_n) \quad (2.27)$$

es decir, la información proveniente de los eventos pasados al presente son irrelevantes. Esta condición es llamada **Propiedad de Markov**.

Un **Paseo Aleatorio** o **Caminata Aleatoria** (en ingles **Random Walk**) es un proceso aleatorio a tiempo discreto $\{X_n : n = 0, 1, \dots\}$, que evoluciona como en la Figura 2.17, es decir, en el estado inicial 0, puede pasar al estado +1 con probabilidad p , o al -1 con probabilidad q , cumpliendo $p + q = 1$. se usan las mismas reglas en los estados posteriores en el tiempo (estado de la derecha con probabilidad p y al de la izquierda con q), donde X_n es el estado del proceso en el tiempo n . El proceso puede cambiar de un estado a otro en dos tiempos consecutivos de acuerdo a lo que se muestra en la Figura 2.17, donde aparecen las probabilidades de transición validas para cualquier $n \geq 0$, además para cualquier i, j enteros, es decir:

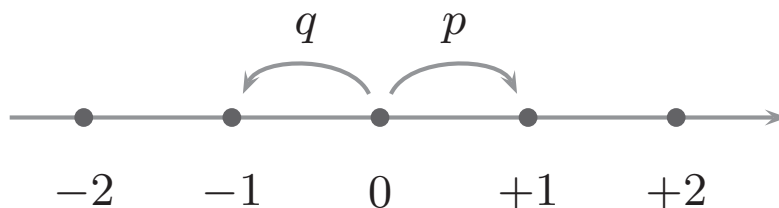


Figura 2.17: Representación de los estados siguientes al inicial en un paseo aleatorio[47].

$$P(X_{n+1} = j | X_n = i) = \begin{cases} p & \text{si } j = i + 1 \\ q & \text{si } j = i - 1 \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (2.28)$$

estas probabilidades son las mismas para cualquier valor de n , lo que dice que son *homogéneas en el tiempo*, por lo que es posible probar que cumplen con la Propiedad de Markov.

2.3.2. Tipos de Espectros especiales de Ruido

Ingenieros y físicos experimentales han encontrado procesos aleatorios en forma de ruido que se superponen a las señales a medir deseadas. Incluso en algunos casos hay ruidos especiales que se quieren medir, como en astronomía, donde se tiene que separar el ruido propio de la señal de otros. De esta manera es una herramienta útil identificar el ruido, como puede ser según su espectro.

Ruido Blanco

El ruido blanco se caracteriza por que la PSD es independiente de la frecuencia. En otras palabras, $PSD \propto \frac{1}{f^0} = 1$. Se llama blanco por que, como la luz blanca con el espectro visible, tiene cantidades iguales de potencia por unidad de frecuencia en todas las frecuencias. Un tipo especial es el **Ruido Blanco Gaussiano**, que se refiere a un ruido con espectro de frecuencia (o de potencia espectral) uniforme y amplitud con distribución de tipo Gaussiana.

Ruido Rosa

El ruido rosa o **Ruido Flicker**, tiene la característica espectral de que $PSD \propto \frac{1}{f}$. Lo anterior quiere decir que tiene una pendiente de -3 dB por cada octava, es decir decrece esos 3 dB (alrededor de la mitad) cada vez que se duplica la frecuencia.

Tiene el nombre de rosa también como analogía a la luz visible, donde después de atenuar las frecuencias altas (azul y violeta), con un predominio de las bajas (rojo), resulta el color rosa [9]. El apelativo de Flicker (centelleo, pestañeo o parpadeo) viene del hecho de que cuando se ve $x(t)$ de un proceso aleatorio evolucionar en el tiempo, se ven centelleos en todas las escalas de tiempo. Además la amplitud RMS de centelleo es independiente de la escala usada.

Este ruido ocurre ampliamente en la realidad a bajas frecuencias, en muchos dispositivos electrónicos, relojes atómicos, en astrofísica como la luz curva de los cuásares, incluso en música clásica, imágenes artísticas, fluctuaciones de la economía, signos vitales, conversaciones, entre otros fenómenos[10]-[25].

Ruido de paseo aleatorio

El ruido de paseo aleatorio o **Random Walk**, está caracterizado por $PSD \propto \frac{1}{f^2}$. Aparece cuando un proceso aleatorio, se somete a un paseo aleatorio (ver sección 2.3.1). En alguna literatura es llamado también ruido de deriva (drift en inglés)[42].

2.3.3. Varianza y desviación de Allan

La varianza de Allan, también conocida como **varianza de dos muestras**, es un tipo especial de Varianza introducido por David W. Allan en los años sesenta [4]. Al momento del cálculo de la varianza de Allan, $\sigma_y^2(\tau)$, se asume que no hay tiempo muerto entre muestras de frecuencia promedio adyacentes. Tiempo muerto se refiere a aquel entre set de datos donde no se ha medido la frecuencia en el orden de tiempo utilizado. Para un tiempo de integración o promediación τ ,

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2} \langle [\bar{y}_{k+1} - \bar{y}_k]^2 \rangle \quad (2.29)$$

donde $t_k = t_0 + k\tau$, para un tiempo de origen t_0 , $x_k = x(t_k)$, y:

$$\bar{y}_k = \frac{1}{\tau} \int_{t_k}^{t_{k+1}} y(t) dt = \frac{x(t_{k+1}) - x(t_k)}{\tau} = \frac{x_{k+1} - x_k}{\tau} \quad (2.30)$$

el símbolo $\langle \rangle$ indica la media de tiempo infinita, es decir, para la ecuación 2.29, una media entre $k = 1$ a $k = \infty$. La **desviación de Allan** se refiere a la raíz cuadrada de la varianza de Allan.

El requerimiento de tiempo infinito, en la práctica, nunca es cumplido, de manera que se estima la varianza de Allan como:

$$\sigma_y^2(\tau) \cong \frac{1}{2(M-1)} \sum_{k=1}^{M-1} (\bar{y}_{k+1} - \bar{y}_k)^2 \quad (2.31)$$

donde M es el número de frecuencias medidas. La expresión de la relación 2.31, es llamada **Estimación de la varianza de Allan Sin Superposición**, debido a que $y(t)$ es promediada sin superponer intervalos. La estimación de la varianza de Allan puede ser expresada en términos de las $M + 1$ mediciones de desviación de tiempo, x_1, \dots, x_{M+1} . Esto se puede lograr combinando las ecuaciones 2.30 y 2.31:

$$\sigma_y^2(\tau) \cong \frac{1}{2(M-1)\tau^2} \sum_{k=1}^{M-1} (x_{k+2} - 2x_{k+1} + x_k)^2 \quad (2.32)$$

Si hay tiempo muerto entre las mediciones de desviación de frecuencia y es ignorado por el cálculo de $\sigma_y(\tau)$, los valores de inestabilidad serán sesgados. Esto ocurre excepto para ruido blanco de frecuencia y se puede solucionar calculando la varianza insesgada desde la sesgada, con información de referencia. Por las razones anteriores es preferible considerar $\{x_k\}$, ya que el problema del tiempo muerto es evitado.

En general, se puede estimar σ_y^2 con más confianza usando un **estimador con superposición**. Aquí se asume que la desviación de tiempo, $x(t)$, es muestreada con un periodo fijo

τ_0 . Si hay N muestras $x_k = x(t_0 + k\tau_0)$, con $k = 1, \dots, N$, la estimación de varianza de Allan puede ser calculada por:

$$\sigma_y^2(\tau) \cong \frac{1}{2(N-2m)\tau^2} \sum_{k=1}^{N-2m} (x_{k+2m} - 2x_{k+m} + x_k)^2 \quad (2.33)$$

donde m es un entero positivo y $\tau = m\tau_0$. [2]

La varianza de Allan es ampliamente usada para identificar diferentes naturalezas de ruido, tanto en la frecuencia como en la fase. Originalmente se desarrolló para osciladores, pero se ha utilizado en sensores inerciales y giroscopios de fibra óptica [1], además de receptores de radioastronomía [42].

Como una manera de visualizar los diferentes tipos de ruido, se suele representar la varianza o desviación de Allan *versus* el tiempo de promediación τ , en gráficos log-log. Se puede identificar que distintos valores de la pendiente, significan diferentes naturaleza de ruido para cada tiempo de promediación. En la tabla 2.2, se muestran las principales pendientes, mientras que en la Figura 2.18, se ve un gráfico típico.

Tabla 2.2: Tipos funcionales de procesos independientes de ruido, según pendientes características de gráficos log-log [2]

Descripción del proceso de ruido	Pendiente de la curva en gráfico log-log		
	$\sigma_y^2(\tau)$	$\sigma_y(\tau)$	$Mod \sigma_y(\tau)$
	μ	$\mu/2$	μ'
Paseo aleatorio - Frecuencia	1	1/2	1/2
Pestañeo - Frecuencia	0	0	0
Blanco - Frecuencia	-1	-1/2	-1/2
Pestañeo - Fase	-2	-1	-1
Blanco - Fase	-2	-1	-3/2

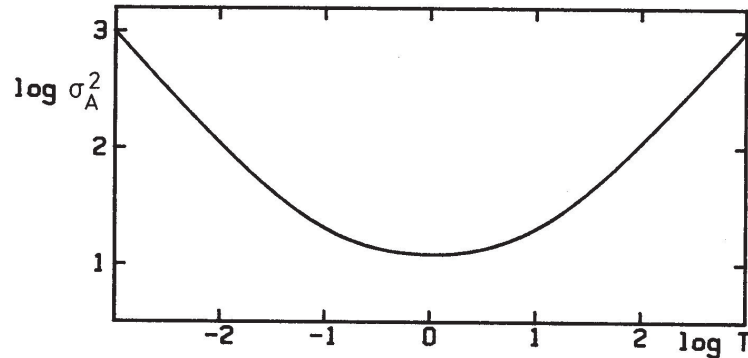


Figura 2.18: Curva típica de varianza de Allan en gráfico log-log. El primer segmento (de pendiente -1) representa ruido blanco, el segundo (mínimo plano de pendiente cero) ruido de pestañeo y el último segmento (pendiente 1) caminata aleatoria, todos en frecuencia [42].

Una limitación de la varianza de Allan, es la dificultad de discernir entre ruido blanco y de pestañeo en la fase, como se observa en las últimas 2 filas de la Tabla 2.2. Por lo anterior, surge la varianza de Allan Modificada, $Mod \sigma_y^2(\tau)$. La Desviación de Allan modificada es definida, para desviaciones de tiempo $x_k = x(t_0 + k\tau_0)$, como

$$Mod \sigma_y(\tau) = \left\{ \frac{1}{2\tau^2} \left\langle \left[\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (x_{i+2m} - 2x_{i+m} + x_i) \right]^2 \right\rangle \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (2.34)$$

donde $\tau = m\tau_0$ para un entero m . En la práctica $Mod \sigma_y(\tau)$, es estimada para N muestras x_1, \dots, x_N por

$$Mod \sigma_y(\tau) \cong \left\{ \frac{1}{2\tau^2 m^2 (N - 3m + 1)} \sum_{j=1}^{N-3m+1} \left[\sum_{i=j}^{m+j-1} (x_{i+2m} - 2x_{i+m} + x_i) \right]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (2.35)$$

2.4. Estado del Arte

En cuanto a la arquitectura de separador de banda, existe la problemática de que a pesar que el SRR tiene teóricamente un valor infinito, nunca se llega a esa magnitud. En los receptores más sensibles con bandas de frecuencias relativamente grandes, es difícil mejorar los 20 dB [22]. Lo anterior es crítico en algunos desarrollos como ALMA, donde se requieren valores mejores a los 7 dB para la banda completa y mejor a 10 dB en el 90 % de la banda.[16]

En la práctica, las limitaciones son producto de restricciones en los balances de los mezcladores y canales, además de la precisión de los desfases de cuadratura, principalmente en los híbridos. Como consecuencia, pueden existir desplazamientos DC y diferencias e incorrecta cuadratura entre los canales [32]. En ese sentido a altas frecuencias, especificaciones como las de ALMA son difíciles de lograr[34]. Uno de los enfoques más utilizados es el de diseño modular, en particular para el bloque del mezclador, donde es difícil encontrar bloques de la calidad requerida, por su complejidad. Además, las consecuencias de los errores son mas contenidas (aunque de todas maneras es crítico), y es menos complicado reemplazar el mezclador para mejorar el balance. Como desventaja a este acercamiento, el sistema es difícil de desarrollar y ensamblar [23].

Muchos esfuerzos se han hecho para mejorar la sensibilidad de los radio-telescopios, destacando el uso de criogenia, que disminuyen al temperatura de ruido, por lo tanto mejora la mínima potencia a captar adecuadamente, pero otras variables como el SRR tienen un desempeño modesto[8]. Un enfoque más moderno es el de digitalizar en parte el separador de banda, pudiéndose corregir los errores de cuadratura, desfase y ganancia. Un interesante caso es empezar la digitalización con conversores análogo-digitales (ADC) después de la salida de los mezcladores, justo antes del híbrido IF [20]-[21].

En el último tiempo, se han hecho desarrollos que demuestran que la digitalización es

aplicable en radioastronomía. Es destacable mencionar, que se realizó el desarrollo basado en FPGA de un espectrómetro de transformada rápida de Fourier (FFT) con separación de banda lateral en tiempo real [19]. Se usaron ADCs de 8 bits a 1 GSPS (Giga muestras por segundo) y entre los resultados se encuentran SRR mayores a 40 dB, para un ancho de banda de 2 GHz. Posteriormente se logró probar que el principio digital es aplicable a altas frecuencias en radioastronomía [43]. En particular se evidenció para ondas milimétricas en el rango de 80-100 GHz. Se comprobó que la SRR en el centro de la banda es de 50 dB. La magnitud disminuye en los extremos, pero siempre es mayor a 35 dB. Se planea completar estas pruebas en el Southern Millimeter Wave Telescope localizado en el Cerro Calán, Chile.

Los desarrollos descritos anteriormente son compatibles con los métodos de recepción diferentes a los tradicionales o de guías de ondas, como los descritos en esta memoria, donde se puede reemplazar el híbrido RF y los mezcladores por dispositivos fotónicos más versátiles sin las complicaciones constructivas de los de guías de ondas.

Capítulo 3

Desarrollo y metodología

Un nuevo acercamiento es una topología de 2SB, análoga a la descrita en la sección 2.1. La principal diferencia es que algunos dispositivos son reemplazados por componentes ópticos y fotónicos, con el fin de que el receptor sea más versátil. La primera etapa importante es la del sistema que alimenta y controla la fase a la salida del OQH, con el fin de producir dos señales IF. Como puede verse en la Figura 3.1. Para efectos de este trabajo, el procedimiento principal es caracterizar completamente el OQH, de manera de ver la factibilidad de usarlo en un separador de banda fotónico.

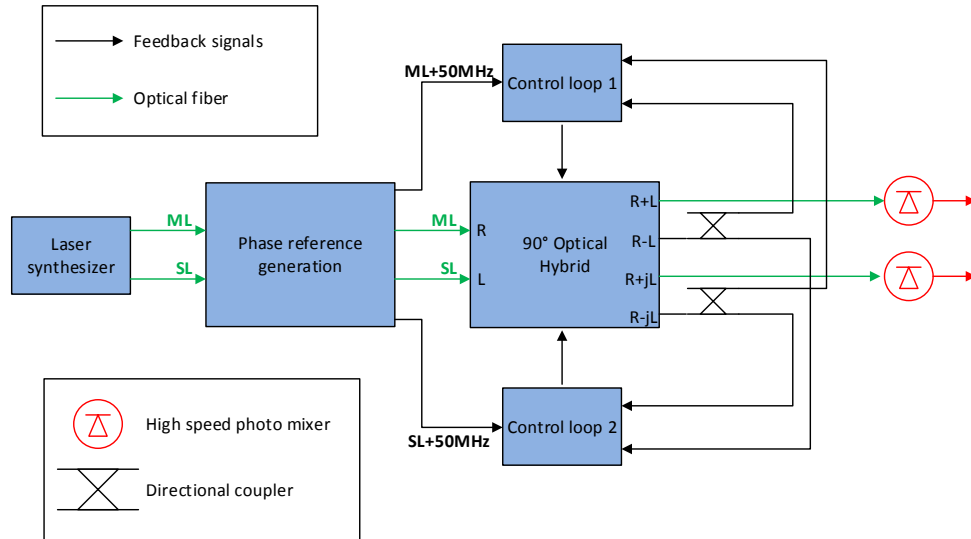


Figura 3.1: Diagrama de control y alimentación OQH.

3.1. Especificaciones de los componentes principales.

3.1.1. Híbrido de cuadratura óptico o OQH.

El híbrido a utilizar es el COH24-X de Kylaia, que corresponde a un dispositivo de 6 puertos de una sola polarización, que cumple lo expresado en el capítulo anterior, es decir

- Salida 1: $R + L$
- Salida 2: $R - L$
- Salida 3: $R + jL$
- Salida 4: $R - jL$

La constitución del dispositivo, a partir de elementos ópticos discretos se puede observar en la Figura 3.2. Además, el híbrido consta de 2 conectores BNC, para controlar mediante voltaje (0 - 4 V) el desfase de L en relación a R. $V1$ aumenta la fase y $V2$ la disminuye. Esto se logra mediante termorresistencias interiores adicionales, que al variar su temperatura modifican las características ópticas de los componentes discretos. Hay que tener cuidado con no sobrepasar los 4 V, ya que los componentes se pueden dañar. Un dibujo de dispositivo se observa en la Figura 3.3.

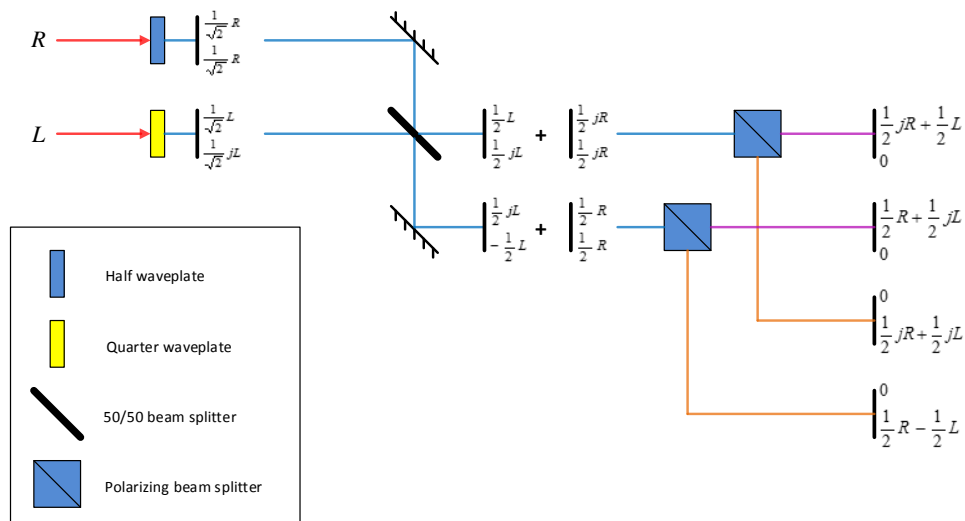


Figura 3.2: Diagrama OQH COH24-X, donde se aprecian elementos como retardadores y divisores de haz [29].

Las entradas del COH24-X son de fibra PM de tipo PANDA, mientras que sus salidas son SM. Las ventajas de usar fibras PM a la entrada es que se mantienen los estados de polarización originales, lo que conlleva más exactitud en la fase y magnitud de una señal con cierta polarización. Con lo anterior, es útil usar esta configuración en láseres y detectores coherentes, aumentando el desempeño y disminuyendo las pérdidas y desbalances. De todas maneras, hay que considerar que para estas ventajas estén presentes es necesario que todos los elementos compartan la misma configuración de ejes de polarización. En ese sentido, hay que usar en la práctica exclusivamente elementos PM (con su respectivo costo mayor), o

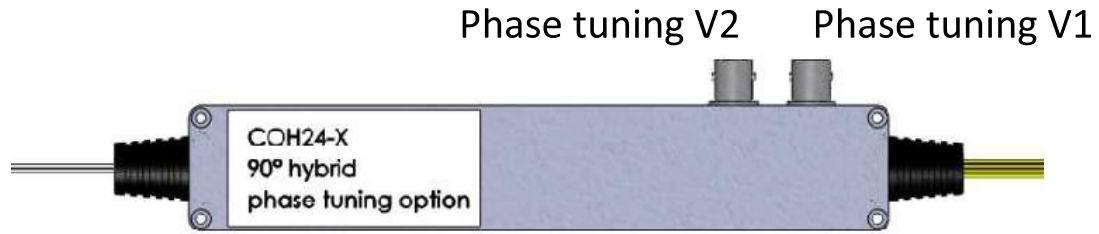


Figura 3.3: Dibujo del OQH COH24-X [29]

polarizadores en el caso de fibras SM, lo que conlleva más complejidad. En caso de no tomar en cuenta estas consideraciones el desempeño puede estar lejos de ser óptimo. Las salidas SM dan la ventaja de su fácil conexión con prácticamente cualquier dispositivo. Todos los puertos tienen pulido APC con conectores FC.

Hay que considerar que sus pérdidas por inserción son del orden de los 7 dB, incluyendo pérdidas naturales, pero su uniformidad es baja, del orden de 1 dB. Las longitudes de onda de operación son entre 1520 nm y 1625 nm.

3.1.2. Fotodiodos.

Se emplean dos fotodiodos DSC20H de Discovery Semiconductors Inc, que poseen un ancho de banda de 35 GHz y frecuencias de operación entre 1064 a 1650 nm. A 1550 nm tienen una responsividad de 0,70 A/W y un NEP a temperatura ambiente (300 K) de 18 $\mu\text{A}/\text{Hz}^{1/2}$. Sus entradas ópticas son fibras SM de pulido UPC, en cambio su salida RF es de tipo RF-k o de 2.92 mm. Por otro lado la polarización para que funcionen bien es de 5 V, aunque soporta hasta 7 V. Un dibujo de estos puede verse en la Figura 3.4.

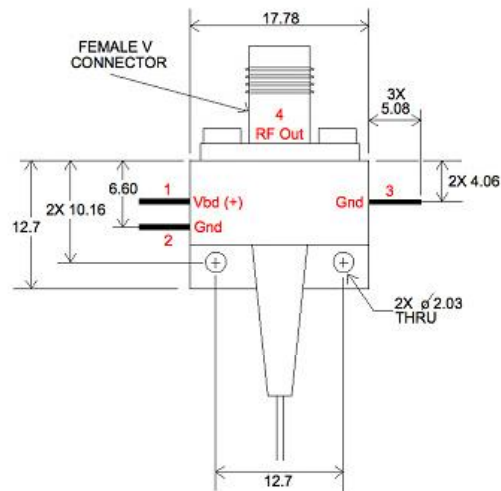


Figura 3.4: Dibujo del fotodiodo DSC20H [18]

Como los fotodiodos DSC20H son muy sensibles a la estática hay que tomar muchas precauciones al manejarlos. En particular se debe usar siempre pulsera antiestática y seguir los siguientes procedimientos:

Procedimiento de encendido:

1. Conectar tierra primero.
2. Usar fuente de corriente limitada.
3. Aplicar polarización estabilizada con la polarización correcta.
4. Aplicar entrada óptica

Procedimiento de apagado:

1. Remover entrada óptica
2. Apagar la fuente antes de desconectarlos.

3.1.3. Desplazador de frecuencia de fibra.

El desplazador o FFS usado fue el AMF-55-1550-2FP+ de Brimrose Corporation. Funciona a una longitud de onda de 1550 nm, entregando un desplazamiento de 55 MHz. Para controlar esta característica, el controlador se puede manejar mediante voltaje entre 0 y 10 V. En condiciones ideales a 1550 nm y 55 MHz, tiene pérdidas por inserción entre 2-2,2 dB, pero en otras condiciones puede subir hasta 10 dB. En la Figura 3.5 se puede ver el dispositivo. Todos los conectores del dispositivo son FC/APC.



Figura 3.5: Desplazador de frecuencia

3.1.4. Acopladores de fibras.

Se contó con varios acopladores, principalmente de razón de acoplamiento 50/50. De todas maneras, debido a que las entradas del OQH son PM, se optó por adquirir un acoplador PM,

para mejorar el desempeño. Debido a que el FFS tiene pérdidas altas, se usa uno de razón 90/10 de número de parte PFC-15-1-10-L-P-7-2-FB de AFWoptics. Este acoplador bloquea el eje rápido y deja funcionando el lento. Además la marca del conector está alineada también al eje lento, al igual que todos los demás componentes PM que se utilizan.

3.2. Fabricación de cajas híbrido y fotodiodos rápidos.

Para mantener seguros estos dispositivos, se necesita mantenerlos en contenedores que los mantengan fijos. Esto es necesario ya que sus fibras ópticas son muy delgadas y frágiles y en el caso de los fotodiodos, estos son muy sensibles a la estática. En la Figura 3.6 se presenta el prototipo de la caja para los fotodiodos.

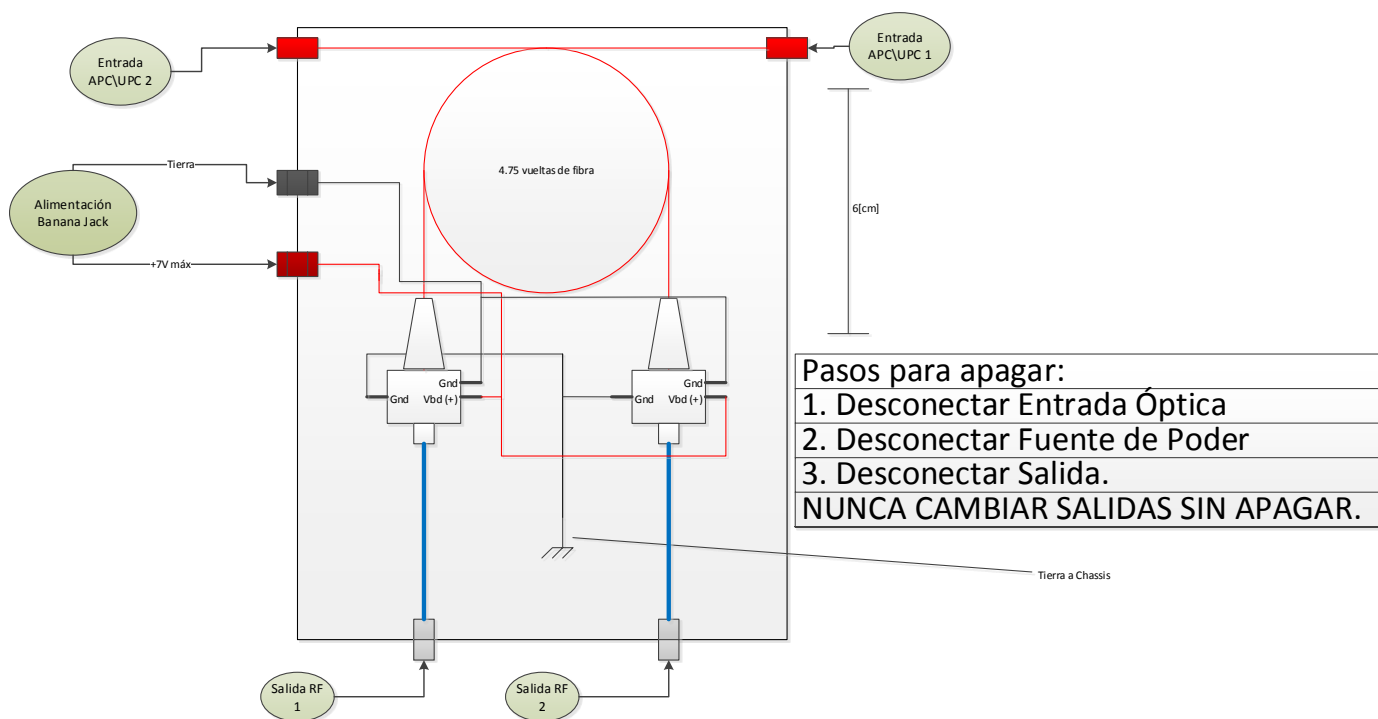


Figura 3.6: Esquema Caja fotodiodos.

En la misma caja se colocan ambos fotodiodos, se enrolla la fibra en un contenedor especialmente diseñado, que fue generado en una Impresora 3D de la Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas de la Universidad de Chile (FABLAB). Se conectaron los terminales de polarización a conectores bananas hembras ubicados en las caras de la caja. Para mayor seguridad, se conectan la entrada de 5 V junto con la tierra, y la entrada RF es protegida mediante una tapa. El resultado final, con la caja sin la parte superior se observa en la Figura 3.7.

En la Figura 3.8 se presenta el diseño de la caja del híbrido. Se destaca que se usa también un contenedor para enrollar las fibras, además de cables BNC con terminaciones en conectores bananas hembra, para controlar la fase. Las fibras ópticas originales del híbrido no se mueven, en cambio se usan fibras nuevas conectadas a través de conectores o pasamuros. La caja del

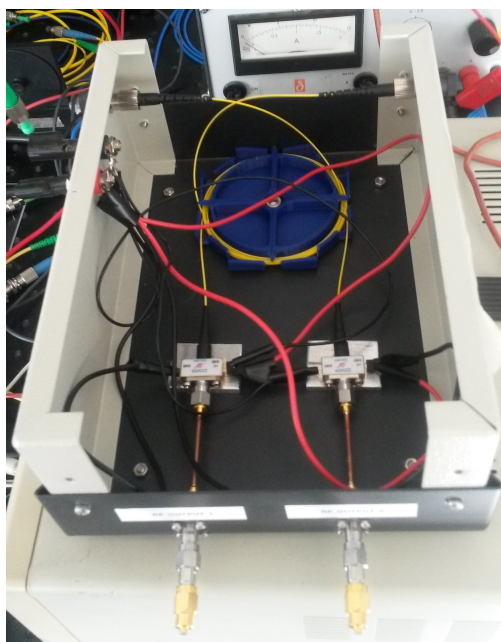


Figura 3.7: Caja Fotodiodos

híbrido al momento de ocuparse, pero con la parte superior levantada, puede observarse en la Figura 3.9.

3.3. Pruebas de componentes individuales.

Es necesario probar el desempeño de cada componente individual, principalmente para revisar que funcionen adecuadamente, y después elegir el más adecuado para cada etapa.

3.3.1. Caracterización de los acopladores direccionales ópticos.

Se partió por los acopladores que son ocupados en cada sección del diseño propuesto, para dividir y juntar señales. Hay que tomar en cuenta que cada etapa tiene distintos requisitos de potencia, de manera de que se justifica caracterizar primero estos componentes. El procedimiento consiste en utilizar un láser (Coheras), y un medidor de potencia óptico. A la salida del láser se conecta la entrada del acoplador, y a la entrada del medidor de potencia, se conecta por separado cada salida del acoplador, como se aprecia en la Figura 3.10

3.3.2. Verificación fotodiodos.

Se sigue después con la comprobación de los fotodiodos, donde el diseño a utilizar se puede ver en la Figura 3.11. Con el fin de medir la capacidad de extraer la frecuencia por parte de los fotodiodos, se usa un desfasador de frecuencias. Primero se divide la señal en un acoplador

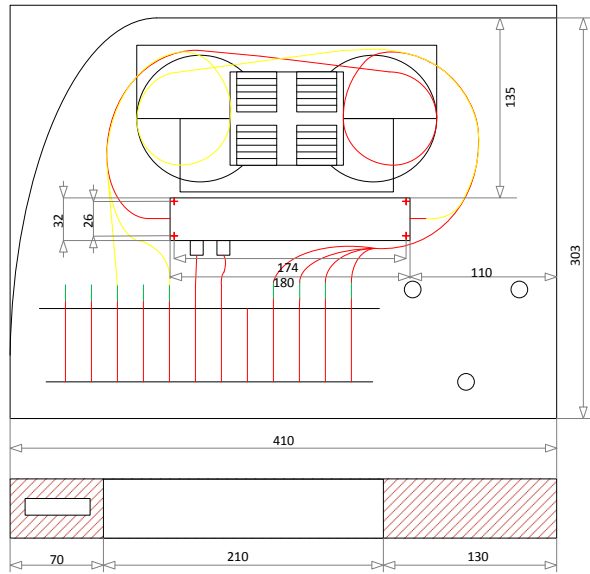


Figura 3.8: Esquema Caja OQH.



Figura 3.9: Caja OQH.

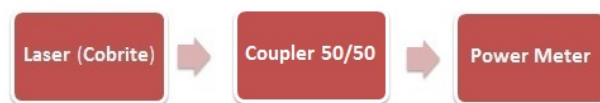


Figura 3.10: Prueba acopladores ópticos

con razón 50/50, para luego usar una de estas salidas como entrada del desfasador, para que se desplace del orden de 50-55 MHz. Luego las señales son unidas en otro acoplador 50/50, para luego ser recibidas por un fotodiodo. El resultado se ve en un osciloscopio.

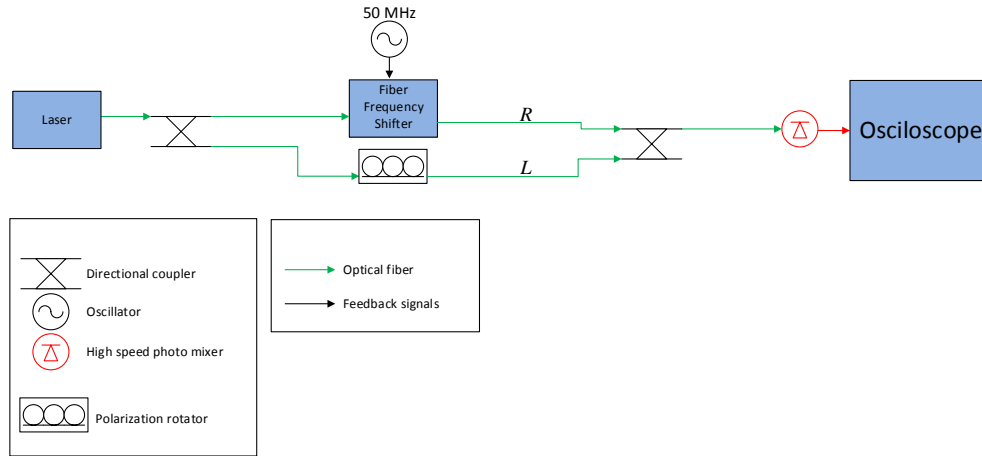


Figura 3.11: Esquema verificación fotodiodos.

Además son necesarios cables y adaptadores para conectar la salida RF de los fotodiodos al osciloscopio, debido a que los primeros tienen salida de 2.92mm y el osciloscopio tiene entradas de prueba BNC. Lo anterior se soluciona con adaptadores, primero de 2.92 a SMA y luego de SMA a BNC. Los conectores de 2.92 o RF-k funcionan hasta 40 GHz, mientras los BNC solo hasta 4 GHz, pero como la señal a leer es solo de alrededor de 55 MHz, no hay problemas con los conectores.

3.4. Verificación funcionamiento Híbrido óptico de cuadratura (OQH).

Para caracterizar el comportamiento del híbrido y comprobar su funcionalidad en un separador de banda, se diseña un método que consiste en observar en un osciloscopio todas las salidas del híbrido, comparando de dos a la vez. Para esto se excitan los fotodiodos rápidos con dos señales de salida. En las entradas al híbrido se encuentran la señal R, que corresponde a la señal de un láser que ha pasado por un desfasador del orden de 55 MHz, y L es la señal del láser no desfasada, sólo atenuada al pasar por acopladores direccionales. Cabe destacar que para conocer la fase de la señal L, solo es necesario alimentar los fotodiodos con las salidas 1 ($R + L$) y 3 ($R + jL$) del híbrido, y luego analizar las salidas RF de los fotodiodos en un osciloscopio.

Las señales R y L que entran al OQH, pueden expresarse como

$$R = A \cos((\omega + \Delta)t) \quad (3.1)$$

$$L = B \cos(\omega t) \quad (3.2)$$

donde ω es la frecuencia original del láser y Δ es el desplazamiento en frecuencia generado por el FFS. Luego, la respuesta del fotomezclador alimentado por la salida 1 del OQH, usando relaciones trigonométricas es

$$\text{Salidamezclador}_{\text{OQH1}} = G \cdot R \cdot L = \frac{G \cdot A \cdot B}{2} [\cos((2\omega + \Delta)t) + \cos(\Delta t)] \quad (3.3)$$

donde G es la ganancia/atenuación propia del fotodiodo. Eliminado el primer término del paréntesis (suponiendo que es bastante mayor al ancho de banda de salida del fotodiodo) se tiene

$$\text{Salidamezclador}_{\text{OQH1}} = \frac{G \cdot A \cdot B}{2} \cos(\Delta t) \quad (3.4)$$

Por otro lado, si se combina R y $L\angle\phi$, siendo ϕ un desfase, tenemos

$$L\angle\phi = B \cos(\omega t + \phi) \quad (3.5)$$

La respuesta del fotodiodo alimentado por la salida 3 del OQH (si mezcla las señales) es

$$\text{Salidamezclador}_{\text{OQH3}} = G \cdot R \cdot L\angle\phi = \frac{G \cdot A \cdot B}{2} [\cos((2\omega + \Delta)t + \phi) + \cos(\Delta t + \phi)] \quad (3.6)$$

también eliminando el primer término en el paréntesis

$$\text{Salidamezclador}_{\text{OQH3}} = \frac{G \cdot A \cdot B}{2} \cos(\Delta t + \phi) \quad (3.7)$$

De las ecuaciones 3.4 y 3.7, se desprende que las respuestas de los fotodiodos alimentados por las salidas 1 y 3 del híbrido, tienen una diferencia de fase igual al desfase de la señal L . Como es fácil detectar la diferencia de fase entre dos señales en un osciloscopio u otro dispositivo como un voltímetro vectorial, un montaje como el de la Figura 3.12, es suficiente.

Notar la presencia en la Figura 3.12, de un controlador de polarización manual (polarization rotator). Esto es debido a que el híbrido tiene entradas PM, y las entradas al OQH deben tener la misma polarización que él. La entrada que viene directamente del acoplador, al ser este también PM (al igual que la fibra y el láser que los anteceden), mantienen la polarización proveniente del láser, de manera que las pérdidas y el acoplamiento con el híbrido está optimizado. Por el contrario, al tener el desplazador fibras SM, la polarización

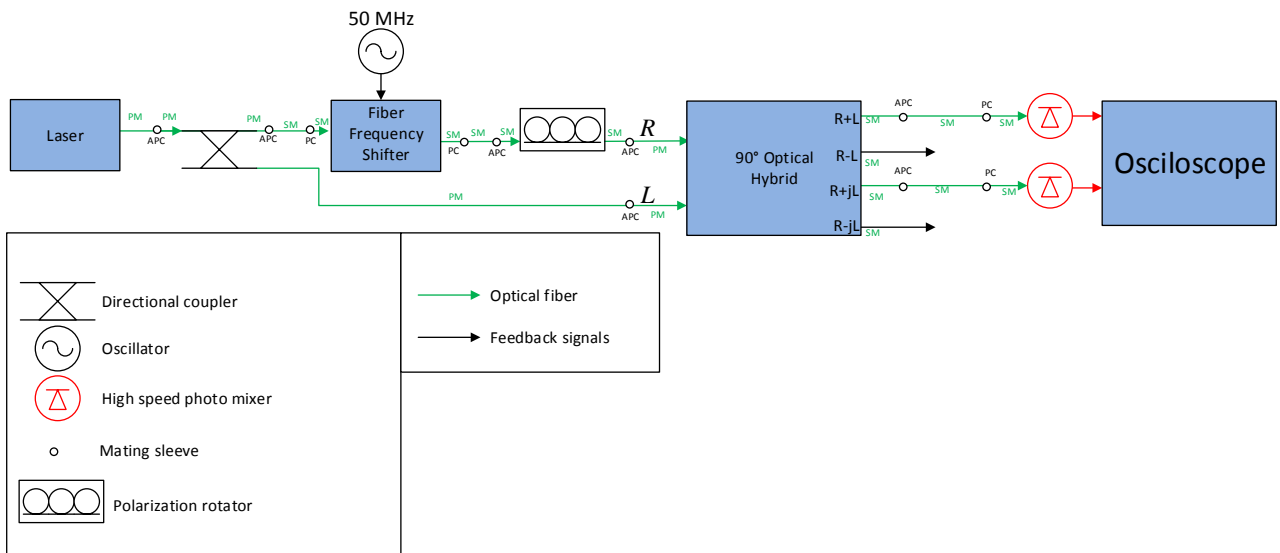


Figura 3.12: Esquema verificación OQH.

original se degrada, teniendo que volverse a ajustar con el controlador de polarización. Se usa el FP562 de Thorlabs, que posee 3 paletas con fibra enrollada en su interior, donde las de los extremos entregan un retardo de $\lambda/4$ y el central de $\lambda/2$. Estas paletas se pueden girar en torno al eje de entrada-salida de la fibra, de manera que cada retardo se pueda aplicar a un eje de polarización ajustable, de manera de transformar el estado de polarización original a la entrada a otro diferente en al salida.

Es importante que las entradas del híbrido estén balanceadas en potencia, de manera que antes se deben comprobar estas señales, siguiendo un esquema como el que se ve en la Figura 3.13. En esta configuración al final del desplazador se conecta una fibra PM, por lo cual es necesario ir moviendo las paletas del controlador de polarización, para determinar como aumenta la potencia detectada por el medidor de potencia. Cuando se llega a una potencia máxima, la polarización entre los elementos es la adecuada. También es necesario ver las potencias a la salida del híbrido, ya que también deben ser suficientemente altas para que un fotodiodo pueda detectarlas correctamente. Para ayudar a que se logre lo anterior, conviene hacer pruebas que funcionen como el esquema de la Figura 3.14. Adicionalmente es recomendable ajustar un poco las paletas del controlador, para que la polarización del conjunto este optimizada también al híbrido. Con las mediciones de potencia realizadas, se puede usar la responsividad y el NEP del fotodiodo, para ver si este es capaz de detectar correctamente los haces de salida del OQH. La configuración de la Figura 3.14, es útil debido a que permite medir las potencias de cada una de las salidas, controlando tanto la potencia del láser como la polarización de la fibra que contiene la señal R.

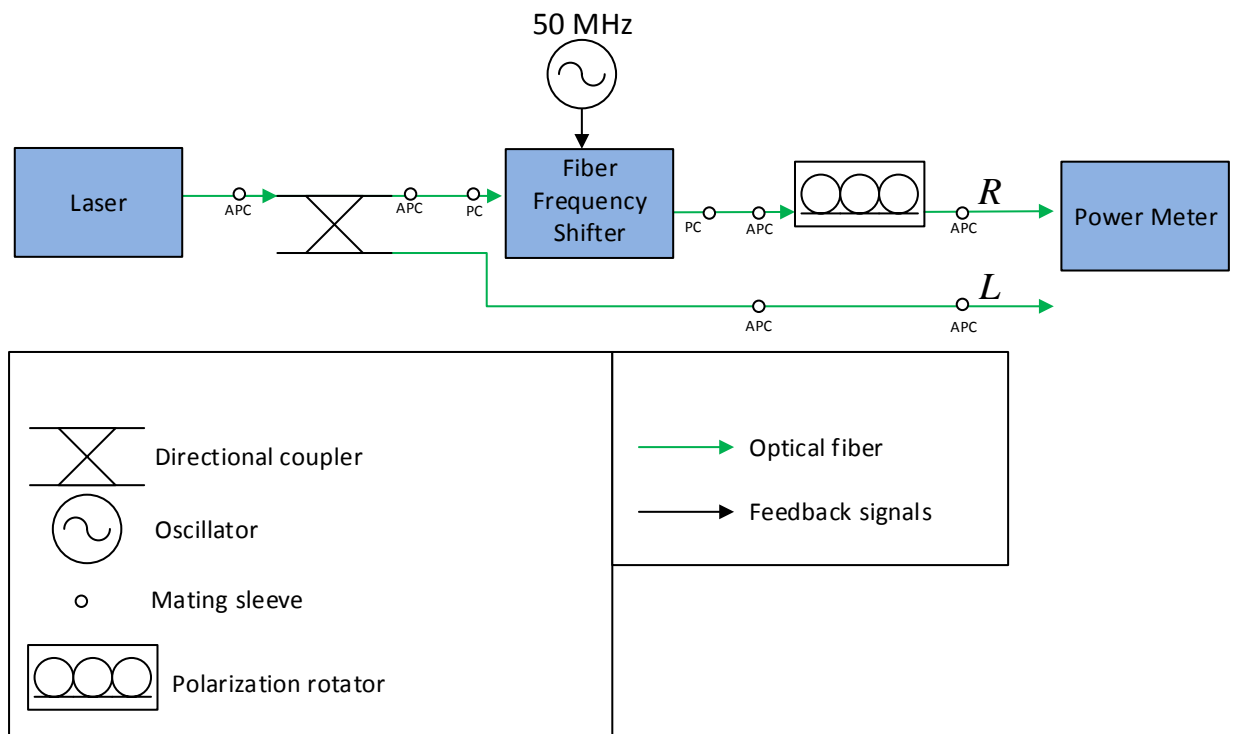


Figura 3.13: Potencias a la entrada del OQH.

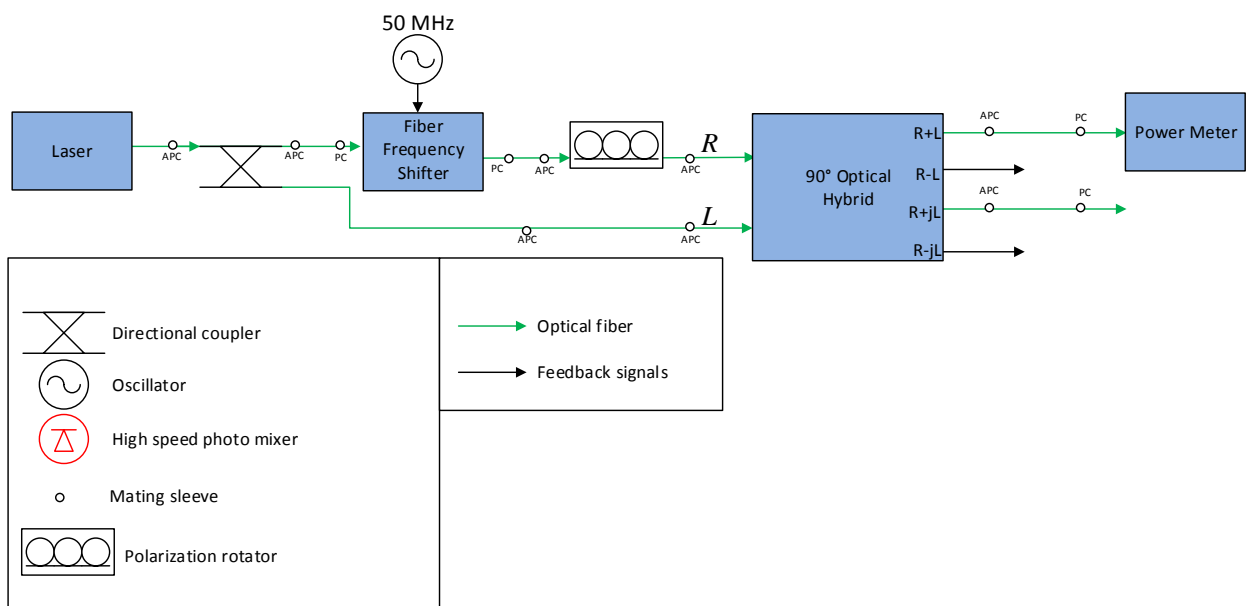


Figura 3.14: Potencias a la salida del OQH.

Capítulo 4

Resultados y Análisis

4.1. Resultados de pruebas a Componentes individuales

4.1.1. Acopladores de fibra

Se caracterizaran inicialmente 6 acopladores SM, todos de razón 50/50, siguiendo el procedimiento descrito en 3.3.1. Se procede con potencias de entrada a los acopladores entre 6 y 12 dBm, para no dañarlos. Los resultados mostraron que las diferencias entre las salidas son bajas, pero las perdidas pueden llegar hasta a 2 dB adicionales. Destaca el comportamiento básicamente lineal visto desde la escala logarítmica (al estar en dBm). Estos resultados se muestran en la Figura 4.1.

De todas maneras, se escogen solo 2 de estos para probar los fotodiodos. Como se explicó en el capítulo anterior, el híbrido tiene fibras de entrada PM que son optimizadas para una polarización en particular, que no mantienen estos acopladores SM. La rama del montaje que pasa por el desplazador de frecuencias y el controlador manual de polarización (ver Figura 3.12) tiene muchas pérdidas. De ese modo se opta por un acoplador PM de razón de acoplamiento 90/10.

4.1.2. Fotodiodos

Los resultados de las pruebas, de acuerdo al procedimientos descrito en 3.3.2, de los fotodiodos fueron satisfactorios, mostrando su buen funcionamiento. Las condiciones de operación de la primera prueba se muestran en la Tabla 4.1. Los resultados, se muestran en las tablas 4.2 y 4.3. En primera instancia, se puede desprender que los fotodiodos no tienen la misma responsividad, o el osciloscopio, los cables y adaptadores usados no tienen las mismas perdidas. Posterior a la prueba anterior, se realizaron algunos pequeños cambios en los experimentos con el fotodiodo 1, con el fin de observar la respuesta de este al cambiar la potencia del láser,

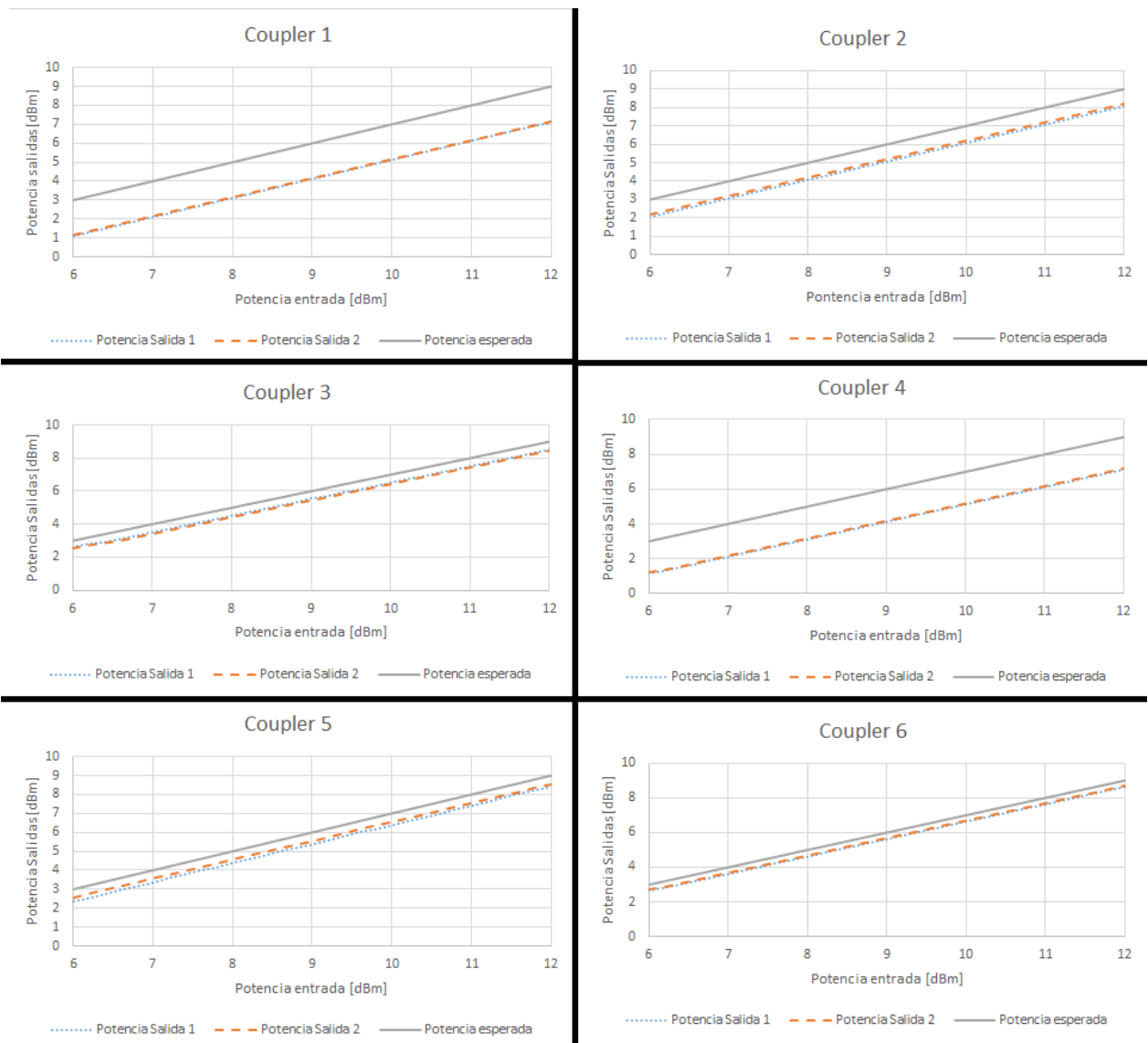


Figura 4.1: Resultados acopladores 50/50 SM

como se muestra en la Tabla 4.4.

Tabla 4.1: Condiciones prueba 1 fotodiodos

Freq FFS [MHz]	Volt. driver FFS [V]	Pot. Láser [mW]	Volt. pol. fotodiodos [V]
55	5,6	6	5

Tabla 4.2: Primera Prueba de Salidas fotodiodos

Nº fotodiodo	V_{pp} salida [mV]
1	145
2	133

Tabla 4.3: Primera Prueba de entradas fotodiodos

Pot. entrada [dBm]	Pot. entrada FFS apagado [dBm]
3,16	0,32

Tabla 4.4: Prueba adicional fotodiodo 1

Potencia Láser [mW]	V_{pp} salida [mV]
7,2	160
8,2	175
9,2	191

Cabe destacar que adicionalmente a los voltajes peak to peak leídos por el osciloscopio, hay desplazamientos DC entre 100 y 113 mV. Además, los voltajes no necesariamente se corresponden con la salida exacta de los fotodiodos. Esto es debido a que el instrumento tiene un ancho de banda limitado (alrededor de 100 MHz), y las pérdidas van aumentando cuando se acercan a este límite. De todas maneras, esta variación no es importante.

4.2. Resultados caracterización del OQH y sistema completo

4.2.1. Primer experimento con Osciloscopio Agilent 54622A

Inicialmente se probó con un osciloscopio Agilent 54622A. En la medición de las potencias a las entradas del híbrido, se usó una potencia de fuente (Láser Cobrite DX1) de 8,5 dBm y se siguió con los 5,6 V de entrada del controlador del FFS. Los resultados se pueden apreciar en la Tabla 4.5. Se destaca que las entradas no están muy balanceadas con alrededor de 5 dB de diferencia entre ellas. Esto podría explicar porque las salidas son disimiles, ya que la salida 3 es del doble de potencia (-3 dB de diferencia) que la 1.

Tabla 4.5: Prueba potencias entrada/salida Híbrido

Puerto OQH	Potencia [dBm]
Entrada R	2,10
Entrada L	-3
Salida 1 ($R + L$)	-7,30
Salida 3 ($R + jL$)	-4,29

Se puede estimar mediante la responsividad, a que voltaje equivalen en la salida del fotodiodo, según la ecuación

$$V_{pp} = \sqrt{(2)R \cdot P \cdot R_l} \quad (4.1)$$

donde, V_{pp} es el voltaje peak to peak a la salida del fotodiodo en Volts, R es la responsividad en A/W, R_l es la resistencia interna del equipo (50Ω) y $\sqrt{(2)}$ es para convertir de voltaje RMS a voltaje peak to peak.

La magnitud de la relación 4.1, se puede calcular de los datos de la tabla 4.5 para la salida 1 del híbrido además de los valores de responsividad de la hoja de datos del fotodiodo. El resultado da un voltaje peak to peak de 9,215 mV, lo que debería ser suficiente para ser mostrado en el osciloscopio. En la realidad, al conectar las salidas de los fotodiodos al osciloscopio con la configuración anterior, solo se muestra la señal de un canal muy ruidosa y débil, por lo que se decide subir la potencia del láser a 11 dBm. En la Figura 4.2 se muestra las visualizaciones del osciloscopio, con las medidas para cada canal, con ambos voltajes de control del híbrido en 0 V. Por la disposición espacial del montaje, la salida 1 del híbrido esta conectada al fotodiodo 2 que a su vez lo está a el canal 2 del osciloscopio, mientras la salida 2 esta conectada al fotodiodo 1 que esta conectado al canal 1. De mediciones como las de la Figura 4.2 se obtiene los datos de la Tabla 4.6

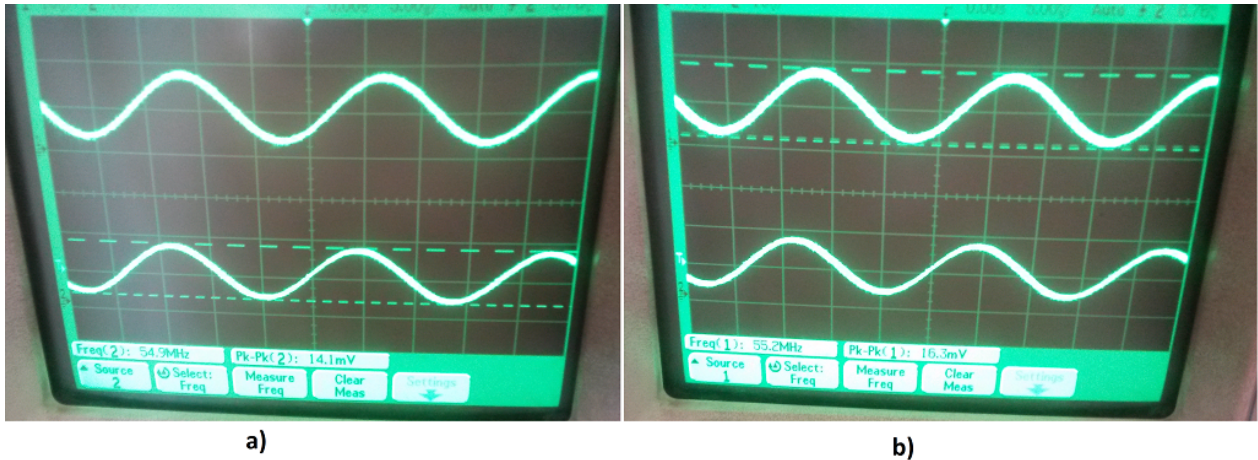


Figura 4.2: Visualización y medidas en el osciloscopio para salida 1 (a) y 3 (b) del OQH

Tabla 4.6: Voltajes y frecuencias salida del híbrido

Salida OQH	$V_{pp}[mV]$	Offset DC [mV]	Frecuencia [MHz]
1	14,1	10,23	54,9
2	16,3	11,16	55,2

Se desprende de la tabla 4.6, que todavía existe una diferencia entre la salida 1 y 3 del híbrido, primero en cuanto a potencia, y ahora en cuanto a voltaje, pero menos de 2 mV, por lo que se puede seguir probando otras características del híbrido, como el control de la fase de la señal L. Como se explicó en la sección 3.4 solo son necesarias las salidas medidas. Se varían independientemente los voltajes V_1 y V_2 del híbrido, de manera que cuando se ajusta uno se deja fijo en 0 V el otro, resultando el gráfico de la Figura 4.3. Lo primero a destacar es que no

se alcanzan los 90° , especialmente al variar V_2 , ya que no es recomendable subir los voltajes V_1 ni V_2 , por sobre los 3,6 V. Por otro lado, a $V_1 = V_2 = 0V$, se obtiene una fase de 46° y no una cercana a 90° , lo que puede indicar un desplazamiento en el desfase, posiblemente producto de desadaptación de impedancias en osciloscopio. En los experimentos posteriores se extrae que el desplazamiento de la fase es afectado por las longitudes eléctricas disimiles.

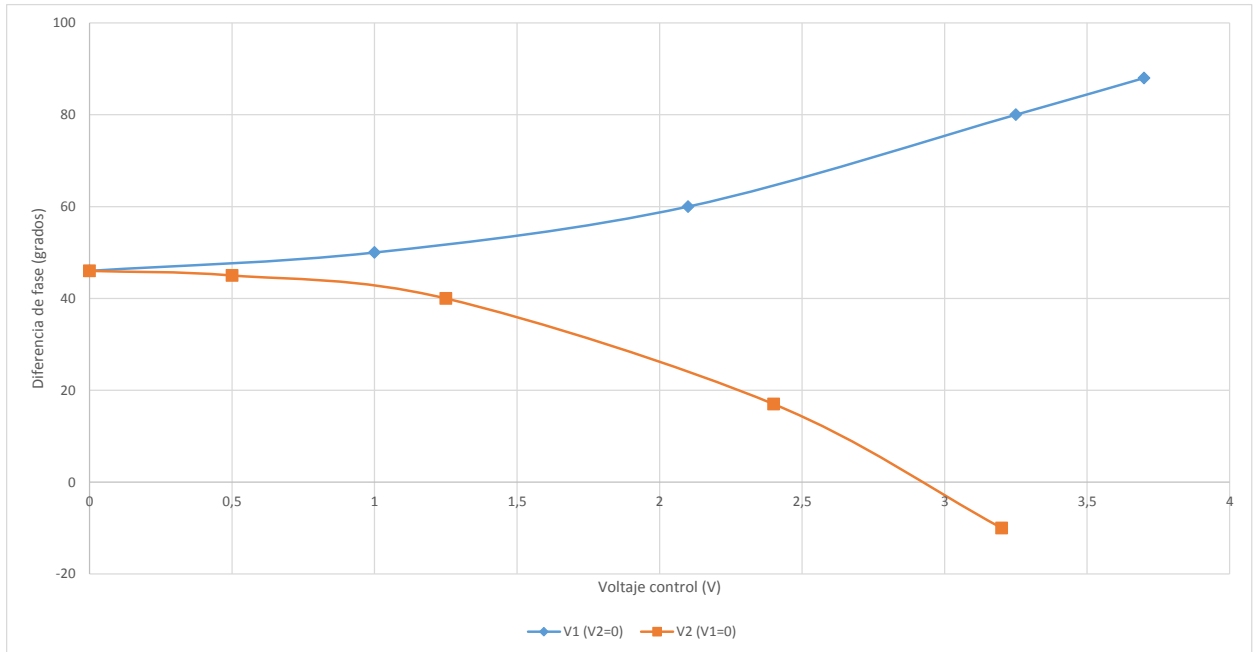


Figura 4.3: Fase vs Voltaje OQH COH24-X

En cuanto a las longitudes, se tomó la precaución de colocar un cable de fibra óptica adicional en el camino que sale del acoplador y entra al híbrido. Se efectuó este procedimiento debido a que el otro camino pasa por más dispositivos, como el FFS y el polarizador. Los dispositivos anteriores agregan bastante longitud de fibra óptica. Por lo tanto, se toma como hipótesis que la desviación de la fase viene dada mayormente por los cables RF, ya que uno era prácticamente el doble del otro, lo que reduciría la fase cerca de la mitad.

De todas maneras, las variaciones de fase según voltaje son muy parecidas a las establecidas en las especificaciones del COH24-X. En ese sentido, para esclarecer los resultados de mejor manera son necesarias más pruebas, también para el tiempo de respuesta.

4.2.2. Experimento con Voltímetro vectorial 8405A de HP

Con el fin de lograr resultados más precisos, se repitió el procedimiento de la sección 4.2.1 pero con un voltímetro vectorial. Este equipo entrega la magnitud de voltaje y la fase en grados. Las mediciones se pueden visualizar en paneles con agujas, o se pueden exportar a través de conectores traseros. Estos entregan voltajes proporcionales a las magnitudes, con valores entre $-1,5$ y $1,5$ V, correspondientes a -180° a 180° , al menos según la hoja de datos.

Para conectar las salidas RF-k también se usaron adaptadores, ya que las entradas del voltímetro son del tipo BNC. Para proteger el equipo y obtener mejores resultados, se adaptaron las conexiones usando conectores en T, y terminaciones de 50Ω . Primero se calibró el equipo, usando un divisor en T de una señal de salida del híbrido, conectando las dos salidas del divisor (en teoría iguales) a cada sonda del voltímetro. Luego se ajustó el equipo para que mostrara un desfase de 0° . En la Figura 4.4 se muestra el voltímetro vectorial funcionando. Después de la calibración se conectaron las salidas 1 y 3 del híbrido a las sondas, mostrando un desfase de alrededor de 100° . Este valor se ajustó a 0° con el fin de facilitar la inspección de los datos en el panel análogo de agujas.



Figura 4.4: Voltímetro vectorial funcionando

Al notar que el desfase varió con el tiempo, se tomó como hipótesis que podría ser la temperatura. Entonces, se procedió a medir la temperatura con cuatro termistores NTC de $10 K\Omega$. Estos componentes responden al aumento de temperatura disminuyendo su resistencia eléctrica. Para obtener las temperaturas a partir de las resistencias, se debió caracterizar los termistores, según la formula de Steinhart-Hart simplificada [37]

$$\frac{1}{T} = \frac{1}{T_{ref}} + \frac{1}{\beta} \ln \left(\frac{R}{R_{ref}} \right) \quad (4.2)$$

donde β es una constante, T es la temperatura a registrar en Kelvin, R la resistencia obtenida (que se puede adquirir mediante un divisor de voltaje) y R_{ref} es la resistencia medida a una temperatura T_{ref} en Kelvin. Los datos de la caracterización de los termistores se presentan en la Tabla 4.7. Los términos R'_{ref} y T'_{ref} son segundas mediciones usadas para calcular β . Como interfaz para permitir recolectar los datos en un computador se usó un Arduino Uno, en particular sus ADC para los 4 termistores y la salida del Voltímetro vectorial. En la Figura 4.5 se muestran los componentes. Para poder procesar los datos, se usó un programa en Python para comunicarse de manera serial con el Arduino, y posteriormente guardar la información en un archivo separado por comas (.CSV). En Microsoft Excel, se convirtió a

.XLSX, que puede ser procesado por varias aplicaciones como el mismo Excel o MATLAB. Los resultados de una prueba de 3 horas se muestran en la Figura 4.6.

Tabla 4.7: Datos de caracterización de los termistores.

Termistor	T_{ref} [Kelvin]	R_{ref} [Ω]	T'_{ref} [Kelvin]	R'_{ref} [Ω]	β
1	297,15	31878	293,15	35544	2374
2	296,15	32242	294,15	34905	3456
3	296,15	31754	294,15	34557	3685
4	296,15	31993	294,15	34627	3446

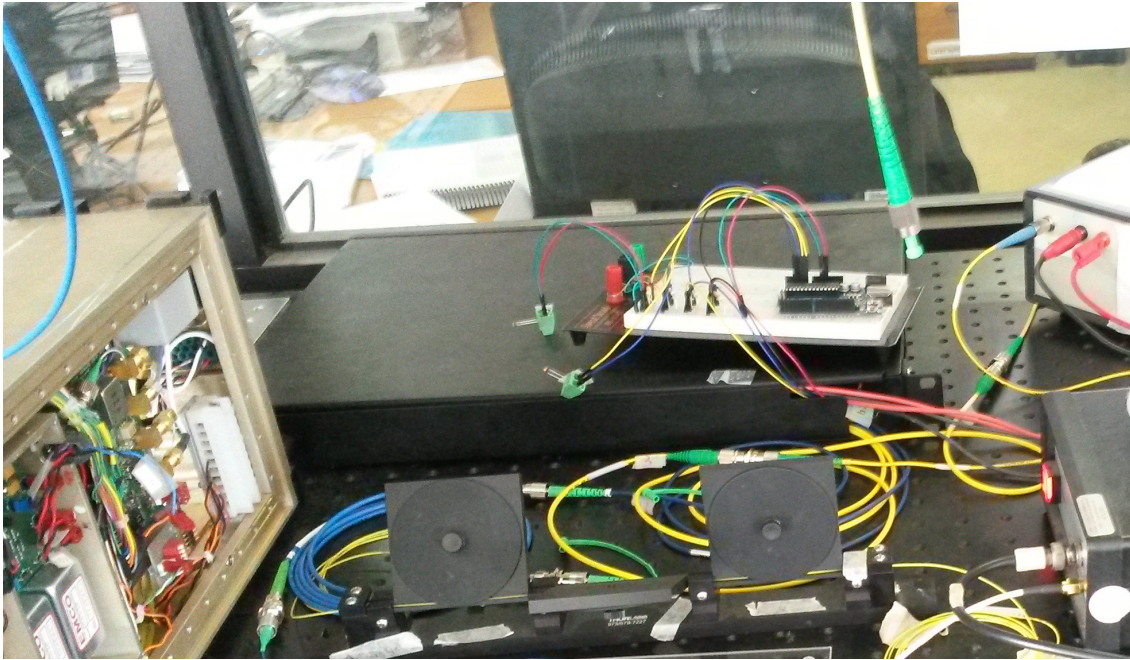


Figura 4.5: Arduino y termistores ocupados

Se aprecia que las señales graficadas en la Figura 4.6 son muy ruidosas, en particular la del desfase. Por lo tanto, para poder determinar la naturaleza del ruido del desfase se graficó la desviación de Allan con sobreposición (que reduce el error del cálculo especialmente en los τ mas grandes), por medio de una función de MATLAB [24]. Los resultados se aprecian en la Figura 4.7. En el gráfico de la Figura 4.7, se aprecia que a tiempos de integración, τ , menores a 100 segundos (con pendiente en torno a $-1/2$) se refieren a ruido blanco con origen en la modulación de la frecuencia. Por otro lado sobre los 350 segundos el ruido es principalmente de deriva o camino aleatorio. El ruido de pestaño está acotado en torno al tiempo de integración de 200 segundos.

Tomando todavía en consideración al ruido, este impide apreciar una posible relación entre el desfase y la temperatura, de modo que se procedió a filtrar los datos medidos. Los datos de fase y temperatura filtrados se muestran en la Figura 4.8. Se tuvo que hacer un filtrado extensivo, con frecuencia de corte normalizada (-3 dB) de $0,01688 \pi rad/sample$, para encontrar una relación entre las temperaturas y desfases. El filtro consintió en uno de Butterworth

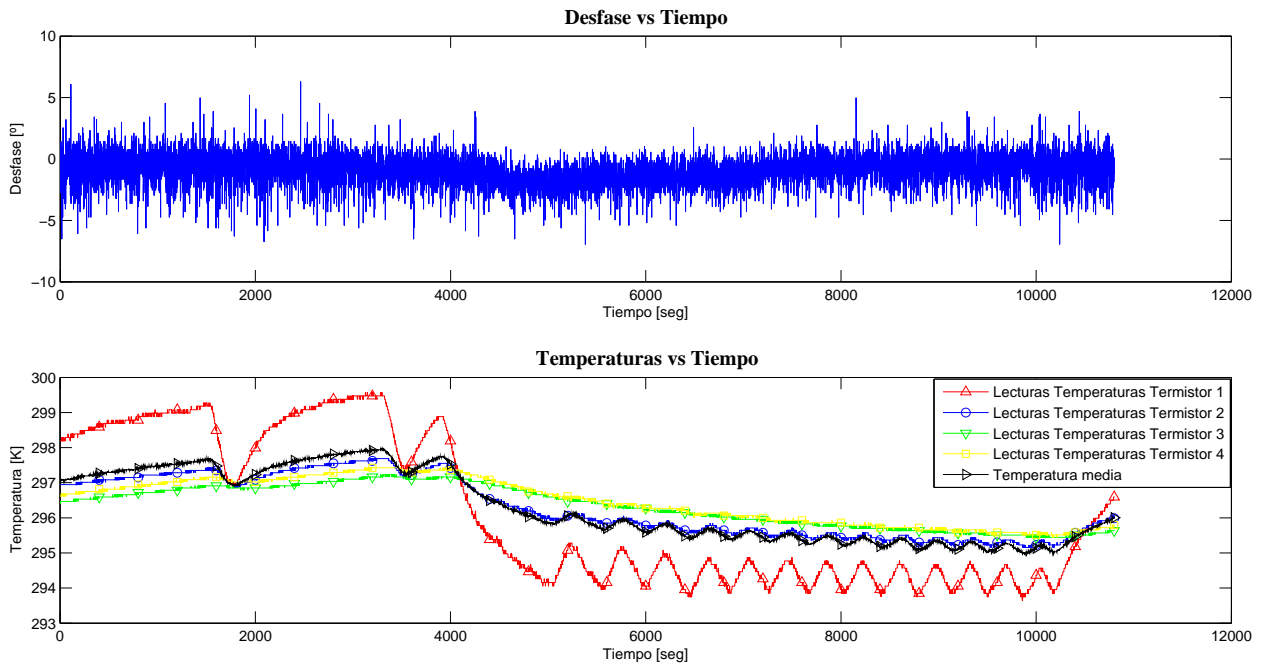


Figura 4.6: Gráficos de Prueba de 3 horas en el Voltímetro Vectorial. En la gráfica de arriba se muestra el desfase vs el tiempo, mientras que en la de abajo se muestran las lecturas de los 4 termistores, además del promedio de temperatura.

pasa bajos, compensando las desventajas y ventajas como el menor tiempo de procesamiento. Con el fin de identificar si la naturaleza del ruido y la señal había cambiado con este filtrado, se procedió a visualizar la desviación de Allan otra vez. En la Figura 4.9 se observa que efectivamente cambió la naturaleza del ruido, por tanto de la señal, desapareciendo, por ejemplo, por completo el ruido blanco (frecuencia). De todas maneras se pueden caracterizar relaciones entre la temperatura y el desfase, como el tiempo de respuesta entre la temperatura máxima y mínima, y los valores mínimos y máximos de desfase. Algunos valores destacados se muestran en la Tabla 4.8

Tabla 4.8: Valores destacados de desfase y temperatura filtrados medidos por Voltímetro Vectorial

Condición	Temperatura media [K]	Desfase [°]	Tiempo [seg]
Desfase mínimo	295,8599	-2,2245	4999
Desfase máximo antes del mínimo	297,4877	0,0856	1053
Desfase máximo después del mínimo	295,0022	-0,0304	9894
Temperatura media máxima	297,9475	-0,6771	3291
Temperatura media mínima	295,0006	-0,0493	9884

De la Figura 4.9 y la Tabla 4.8 se puede visualizar una relación entre temperatura y desfase. Esta relación sería que al aumentar la temperatura disminuye la fase, pero con un retraso de tiempo. Por ejemplo, entre la máxima temperatura y el mínimo desfase transcurren 1708 segundos, algo menos que media hora. Una relación similar se encuentra en sentido contrario.

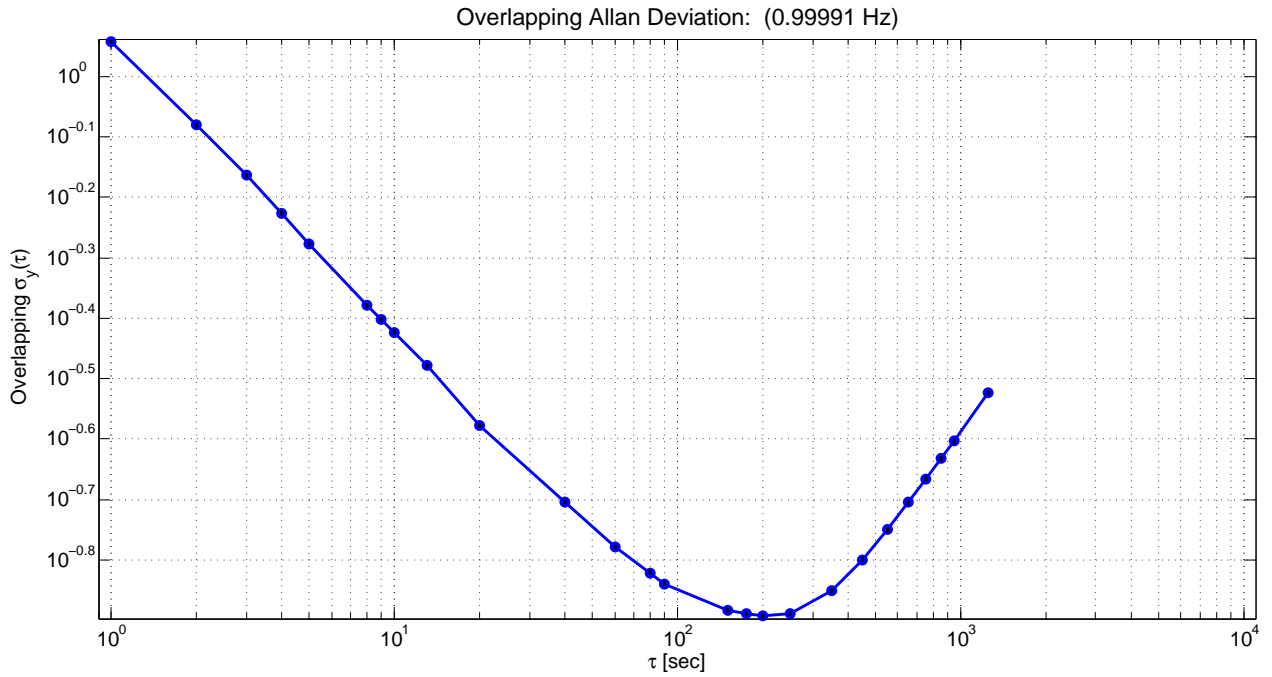


Figura 4.7: Gráfico en escala logarítmica de la desviación de Allan del desfase medido en el Voltímetro Vectorial.

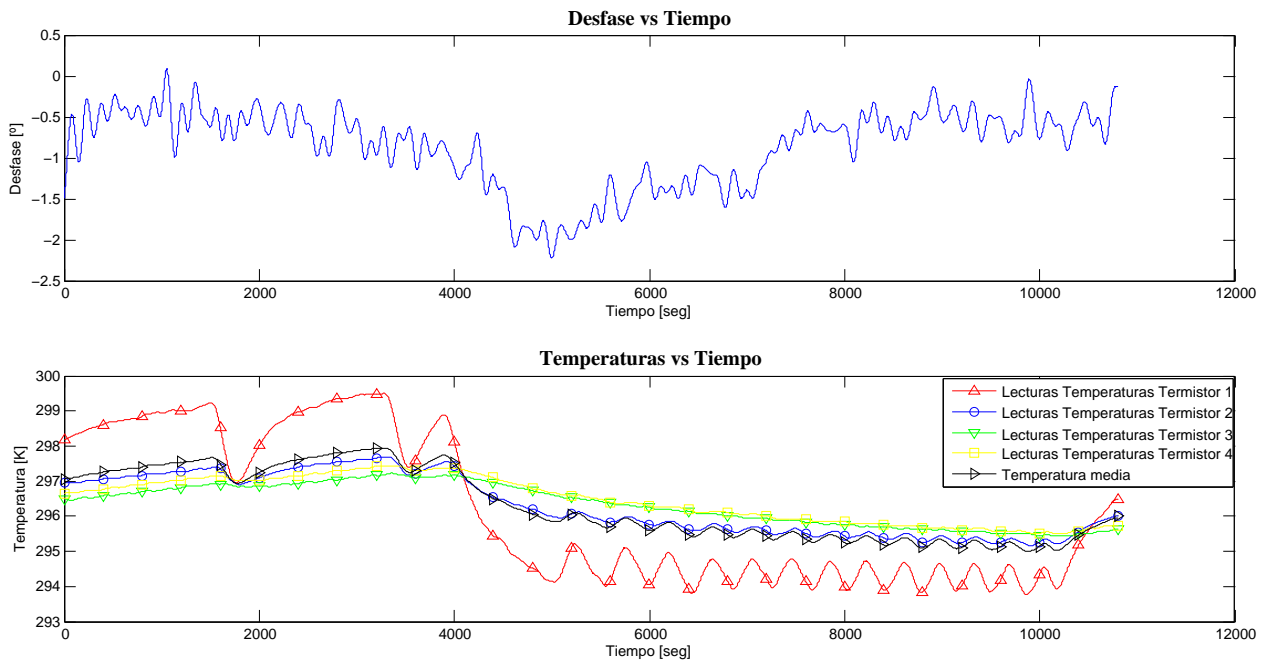


Figura 4.8: Gráficos filtrados de prueba con Voltímetro Vectorial. En el gráfico superior se muestran los desfases filtrados, y en el inferior las temperaturas.

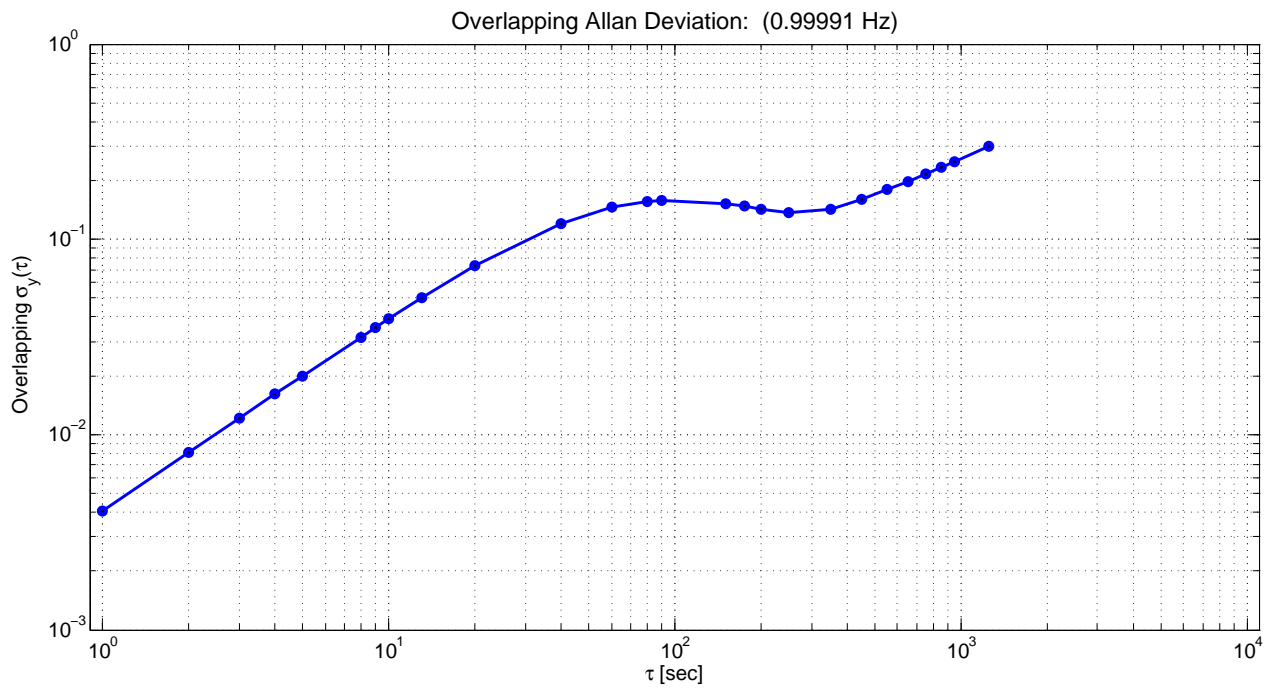


Figura 4.9: Gráfico en escala logarítmica de la desviación de Allan del desfase filtrado medido en el Voltímetro Vectorial.

Si bien se lograron resultados, la problemática del ruido fue muy importante. Por lo tanto, se realizaron otros procedimientos con equipos diferentes.

4.2.3. Experimento con Osciloscopio digital Rigol DS4012

El DS4012 es un osciloscopio digital moderno de Rigol. El instrumento funciona hasta 100 MHz, pero tiene la opción de ajustar la impedancia a 50Ω , además de promediar las salidas para reducir el ruido y obtener datos más claros. Como función adicional el osciloscopio se comunica a un computador por medio de SCPI, con el protocolo VISA. Con esta comunicación los datos pueden ser transferidos y procesados por varios softwares como MATLAB, sin necesidad de ADC's adicionales a los del equipo. Para mejorar aún más el desempeño, se usaron fuentes de voltaje más modernas y estables, las Rigol DP832, que también permiten comunicación SCPI con protocolo VISA. Con estas fuentes se buscaba probar si parte del ruido provenía de la alimentación. Para efectos de homogeneizar los procedimientos, el fotodiodo de la salida 1 del OQH ($R + L$) se conecto al canal 1 del osciloscopio, y el fotodiodo de la salida 3 del OQH ($R + jL$) al canal 2. Como láser se usó un Koheras Adjustik E15 de NKT Photonics, con potencia óptica de 10 dB, y se mantuvo el voltaje del FFS a 5.6 V.

Relación de la fase con la temperatura y tipos de ruidos

La primera prueba fue de 3796 segundos (63 minutos), y se usaron dos algoritmos integrados en el osciloscopio para calcular la fase entre las señales. Estos métodos son calcular por flanco de subida y flanco de bajada, que se refieren a la dirección con la que ocurre el cruce por cero, de cada señal a comparar. Los resultados de esta primera prueba con el equipo se muestran en los gráficos de la Figura 4.10. Se encuentra que las señales de fase siguen siendo difíciles de identificar, por lo que también se filtraron, aunque tomando algunas consideraciones antes, cómo calcular antes del filtrado la desviación de Allan, o calcular una frecuencia de corte adecuada.

En cuanto a la desviación de Allan, como se observa en la Figura 4.11, sus resultados son diferentes según el procedimiento de cálculo. Según flanco de subida, las naturalezas de ruido son similares a vistas en la sección anterior 4.2.2. En cambio en referencia al calculo de la fase por flanco de bajada, se observa un comportamiento completamente diferente después de los 250 segundos de tiempo de integración. En ese intervalo se aprecia de nuevo una pendiente de $-1/2$ lo que indica ruido blanco como el predominante.

Se filtraron las fases y temperaturas, y los resultados se aprecian en la Figura 4.12. Se aprecia una diferencia de al menos $1,5^\circ$ entre las fases calculadas por flanco de subida y de bajada, siendo está última bastante más estable. En la Tabla 4.9, se muestran valores destacados. De la Tabla 4.9 se comprueba lo estable del cálculo de la fase por flanco de bajada, y que no presenta mayor relación con la temperatura. En cambio si el cálculo es por flanco de subida, se nota claramente la relación. entre mayor temperatura y menor desfase. Los cambios de fase fueron más notorios y rápidos debido a que la temperatura varió de manera más brusca en comparación con las pruebas con el voltímetro vectorial. Entre la temperatura

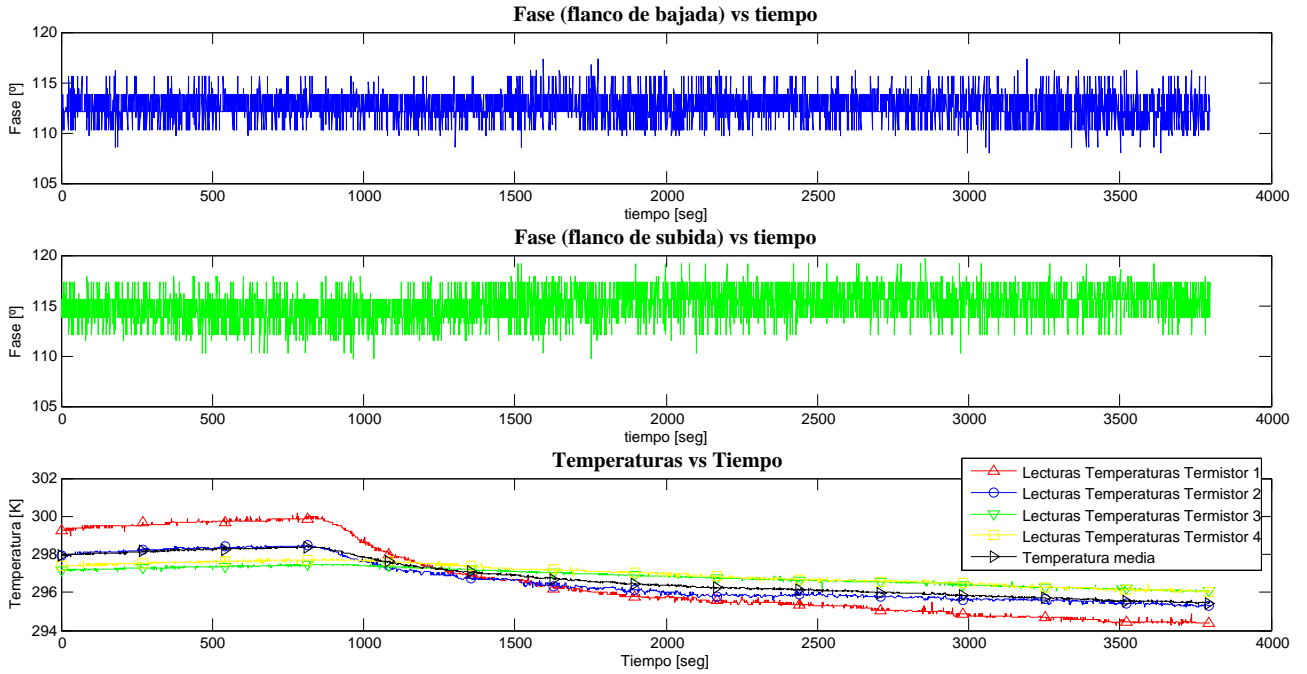


Figura 4.10: Gráficos de desfase y temperatura vs el tiempo medidos inicialmente por el osciloscopio digital Rigol DS4012. Para mejor visualización, los métodos de cálculo por flanco de subida y bajada se muestran en gráficos diferentes.

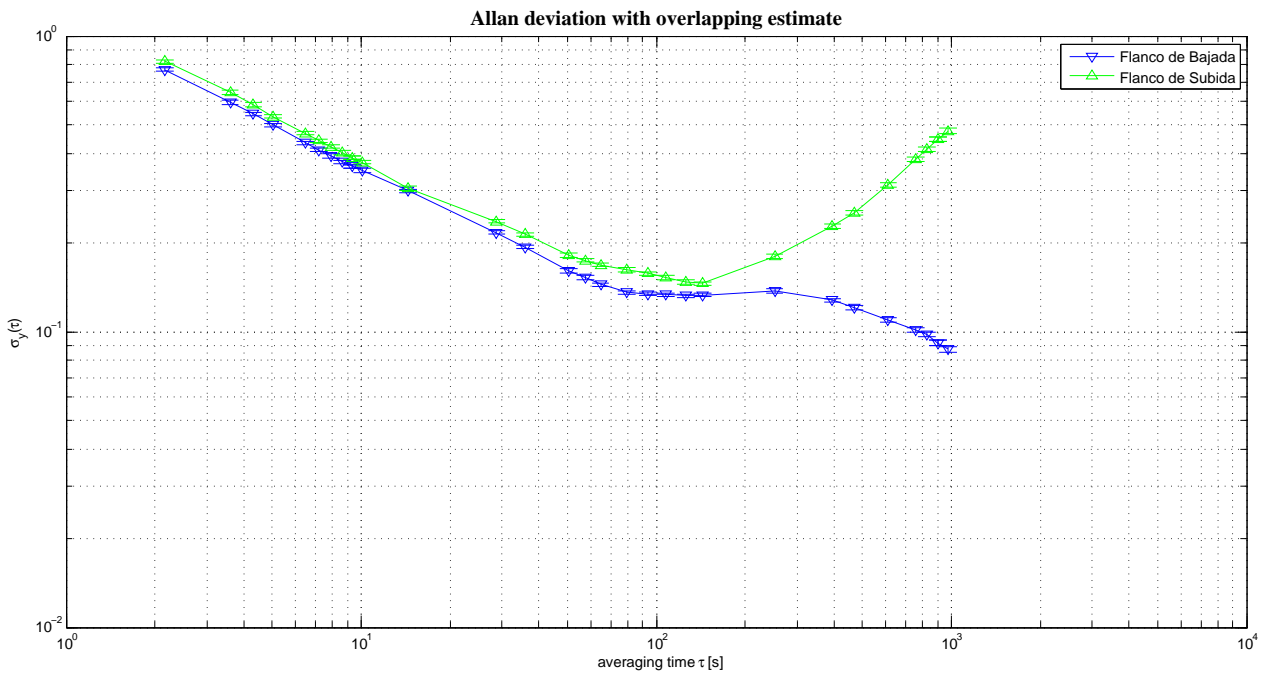


Figura 4.11: Gráficos de desviación de Allan, de los primeros datos extraídos del osciloscopio digital Rigol DS4012. Se muestran en el mismo gráfico los cálculos del desfase por flanco de subida y bajada.

media máxima y el desfase medio menor transcurren 400,6670 segundos, pero también cabe destacar que la temperatura empezó alta. Desde el comienzo de la medición hasta el mínimo desfase medio el tiempo transcurrido fue de 1219,1740 segundos (20,3196 minutos). Por otro lado, como la temperatura mínima media se dio al final, es conveniente calcular el tiempo entre cuando se logra una temperatura media cercana al mínimo y el máximo desfase. Para cuando se alcanza una temperatura de 1 K mayor que la mínima, hasta el máximo desfase medio transcurren 763,0170 segundos (12,7169 minutos). El filtro resultante fue bastante agresivo, con una frecuencia de corte normalizada (-3 dB) de $0,010054 \pi rad/sample$, por lo que la desviación de Allan cambió sustancialmente como se observa en la Figura 4.13.

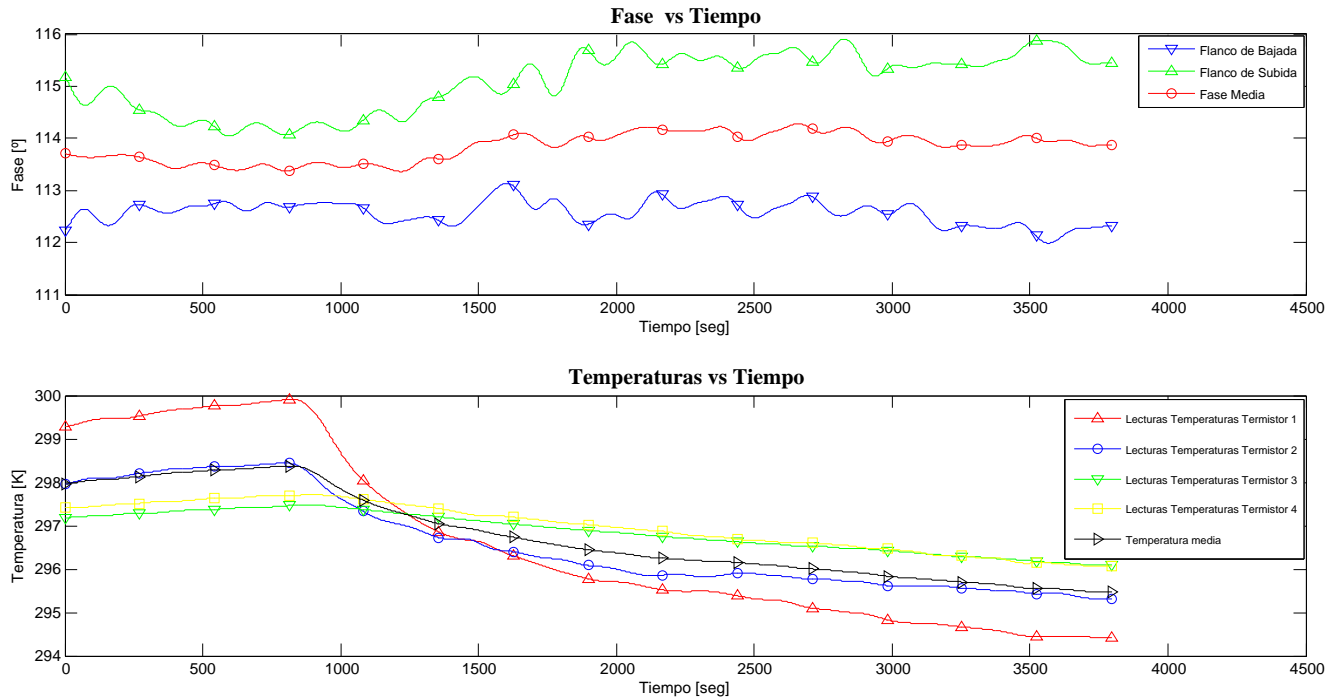


Figura 4.12: Gráficos de desfase y temperatura vs el tiempo filtrados medidos inicialmente por el osciloscopio digital Rigol DS4012.

Tabla 4.9: Valores destacados de desfase y temperatura filtrados medidos por osciloscopio digital Rigol DS4012

Condición	Temperatura media [K]	Desfase medio [°]	Desfase f. bajada [°]	Desfase f. subida [°]	Tiempo [seg]
Desfase medio mínimo	297,2929	113,3630	112,4064	114,3195	1219,1740
Desfase f. bajada mínimo	295,5480	113,9288	111,9873	115,8704	3568,2780
Desfase f. subida mínimo	298,2948	113,4020	112,7629	114,0411	597,0120
Desfase medio máximo	296,0255	114,2795	112,8405	115,7185	2660,0170
Desfase f. bajada máximo	296,7573	114,0178	113,1384	114,8971	1604,5840
Desfase f. subida máximo	295,9417	114,2128	112,5158	115,9099	2827,3560
Temperatura media mínima	295,4652	113,8825	112,3168	115,4483	3796,6460
Temperatura media máxima	298,3771	113,3809	112,6818	114,0801	818,5070

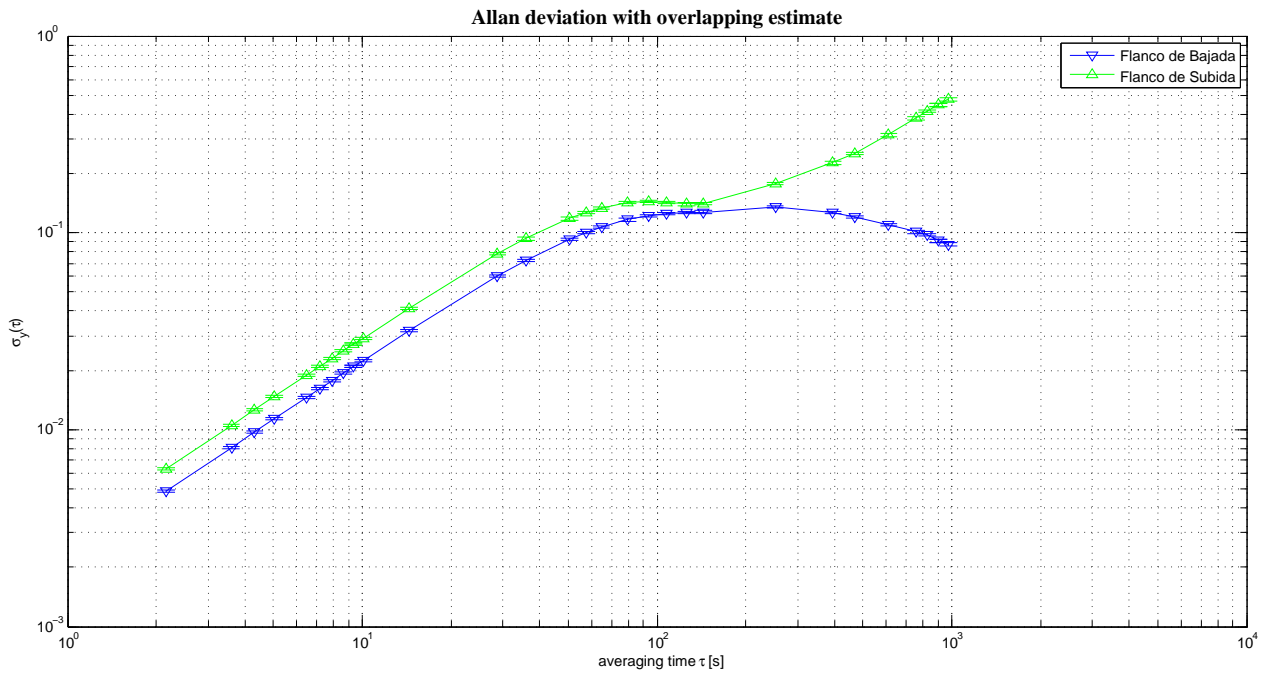


Figura 4.13: Gráficos de desviación de Allan, de los primeros datos, filtrados, extraídos del osciloscopio digital Rigol DS4012. Se muestran en el mismo gráfico los cálculos del desfase por flanco de subida y bajada.

Debido a las irregularidades de las mediciones de fase, se opta por otro método de cálculo de la fase. Este método consiste en sacar trazas completas del osciloscopio, y usando procesamiento computacional (por medio de la correlación cruzada), calcular la fase entre las formas de onda. La desventaja es que este procedimiento es lo más lento de muestrear, con más de 1 segundo entre cada medición. Una muestra de las trazas obtenidas se observan en la Figura 4.14.

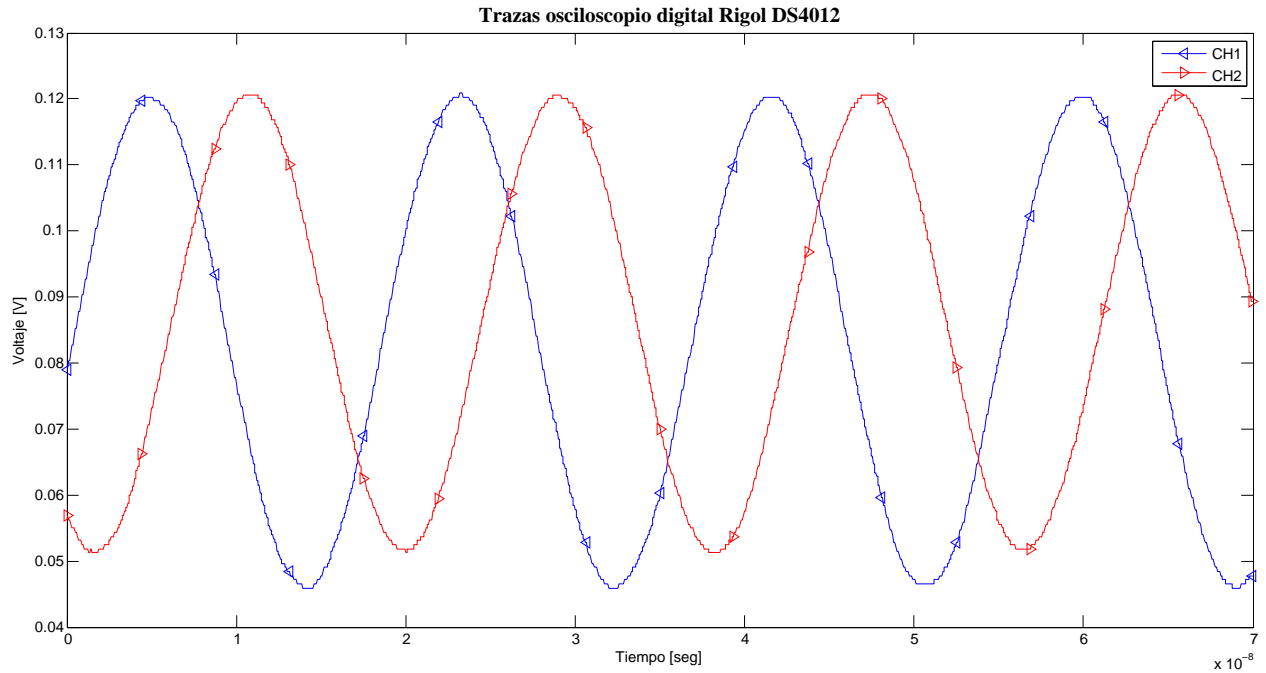


Figura 4.14: Gráfico de trazas típicas de los canales 1 y 2, obtenidas del osciloscopio digital Rigol DS4012

En cuanto a los parámetros típicos de voltaje pico a pico (peak to peak), voltaje DC y frecuencia, obtenidos de los gráficos de la Figura 4.15, se muestran en la Tabla 4.10. Los valores de frecuencia fueron calculados en base a transformada rápida de Fourier discreta, según un programa en MATLAB, pero con pequeñas modificaciones [6], razón por lo cual se observa cierta interferencia. De todas maneras se observa que las señales están balanceadas y las frecuencias están cerca de los 55 MHz del FFS.

Tabla 4.10: Valores aproximados medios de los parámetros de las trazas de cada canal.

Canal	V_{DC} [mV]	V_{pp} [mV]	Frecuencia [MHz]
1	83,38	76,53	54,66
2	86,48	71,18	54,65

En cuanto a la fase entre los canales 1 y 2, los valores calculados por 3 métodos (flanco de bajada, flanco de subida y correlación cruzada de las trazas de los canales) junto con la temperatura en relación al tiempo, se muestran en la Figura 4.16. Se observa que las señales siguen siendo ruidosas, pero algo más estables, posiblemente por el hecho de que la temperatura también lo es.

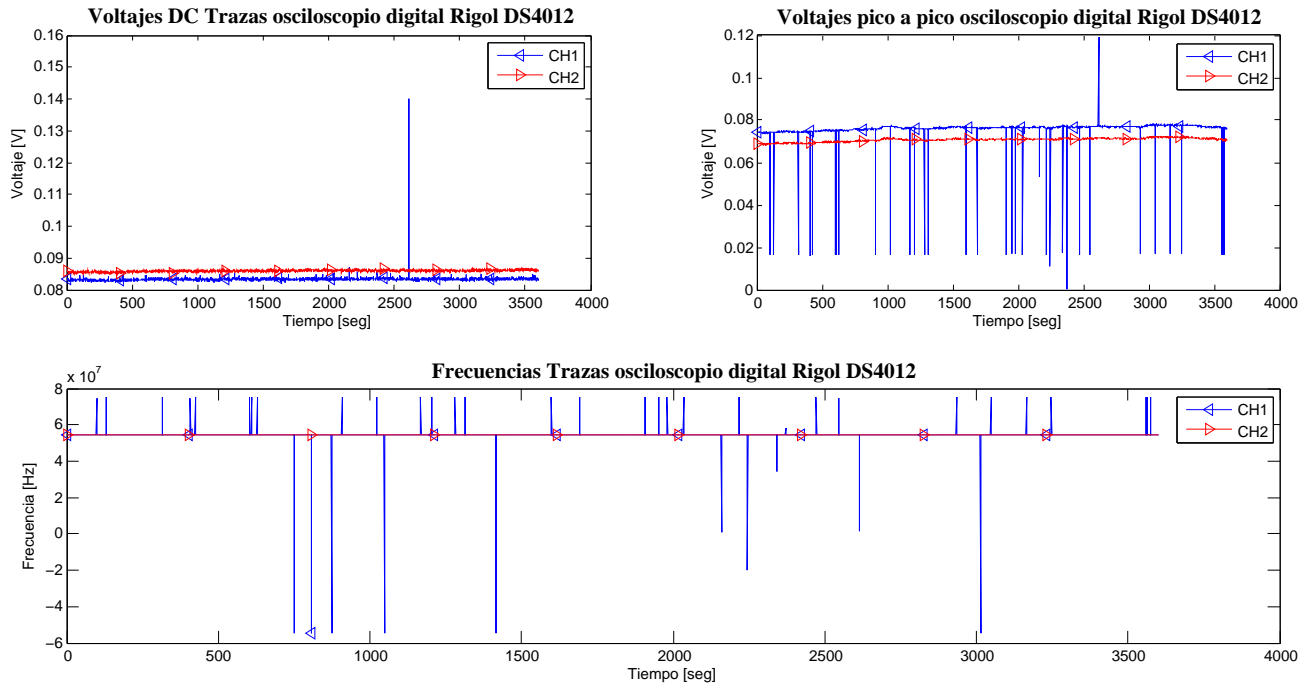


Figura 4.15: Gráficos de desplazamiento de voltaje DC, voltaje peak to peak y frecuencia de trazas de los canales 1 y 2, obtenidas del osciloscopio digital Rigol DS4012

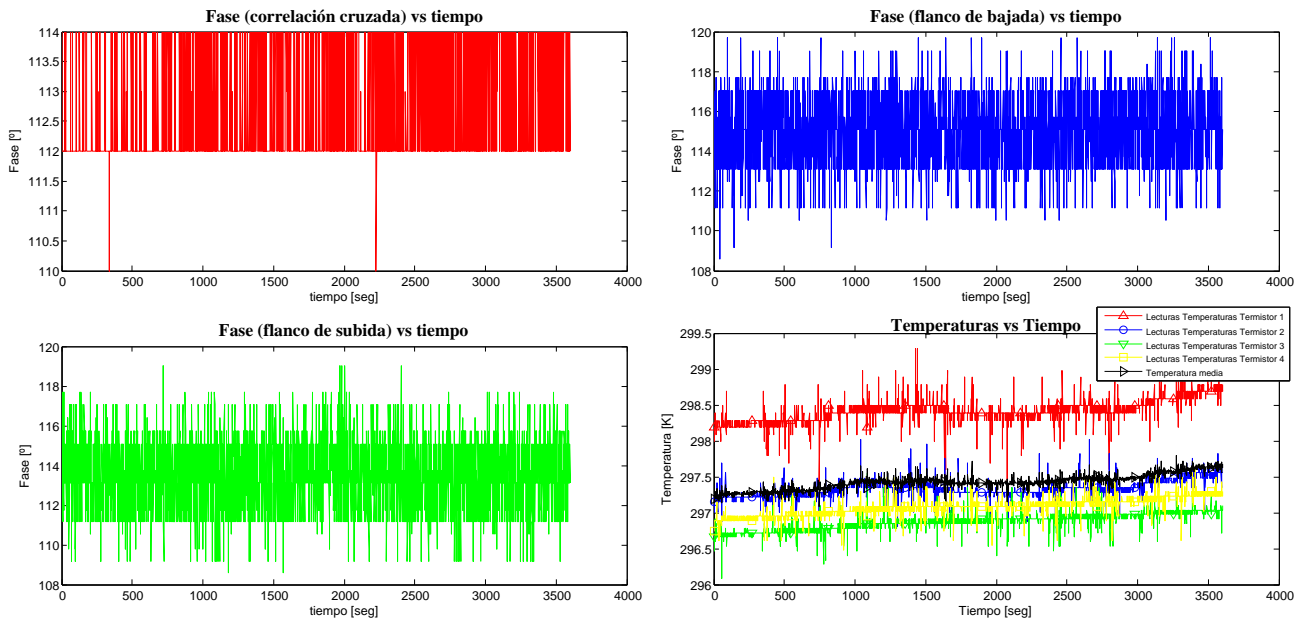


Figura 4.16: Gráficos de fase calculada por 3 métodos (flanco de subida, flanco de bajada y correlación cruzada) y temperatura vs el tiempo.

La desviación de Allan muestra que hay predominio de ruido blanco (pendiente de alrededor de $-1/2$) hasta el tiempo de integración de 89,2 segundos, para ambos cálculos por flanco, como se observa en la Figura 4.17. Por otro lado en cuanto a la fase por correlación cruzada, presenta un comportamiento distinto. El ruido blanco es predominante solo hasta tiempos de promediación de 44,6 segundos, y entre el valor anterior y alrededor de los 100 segundos, existe un predominio de ruido de pestaño, un intervalo mayor a los antes vistos. Después de tiempos de promediación de 290,3 segundos, existe preponderancia de ruido de caminata aleatoria.

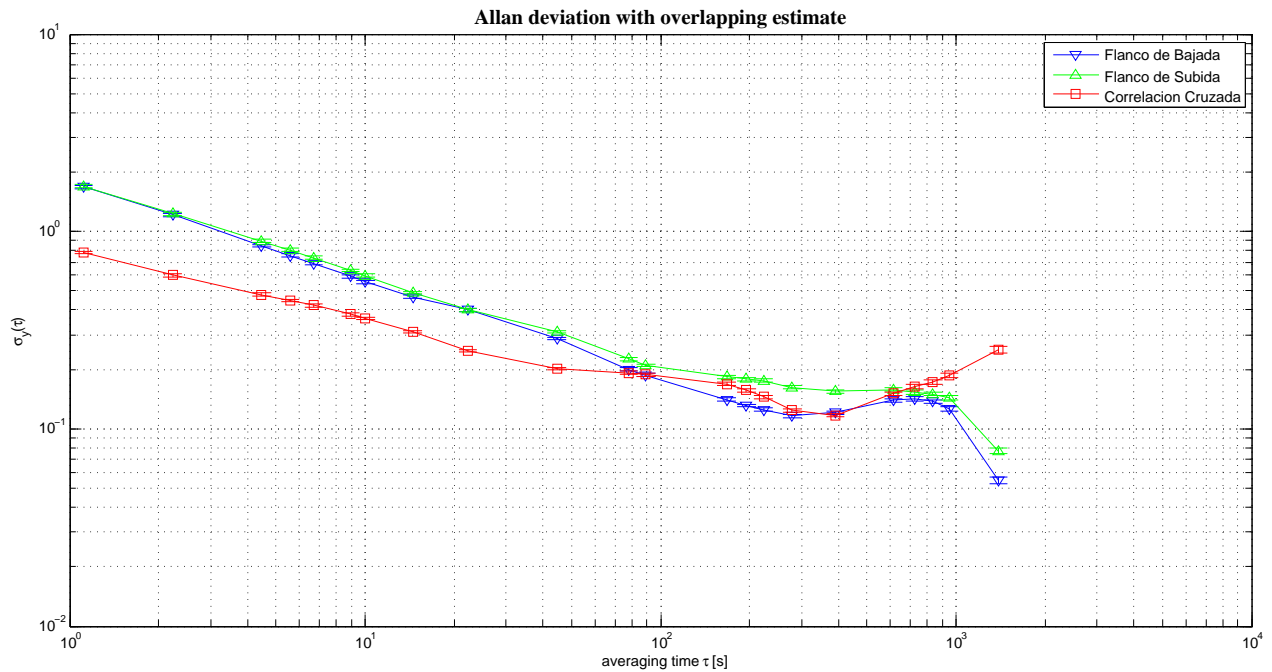


Figura 4.17: Gráficos de desviación de Allan, datos extraídos del osciloscopio digital Rigol DS4012. Se muestran en el mismo gráfico los cálculos del desfase por flanco de subida y bajada, además de por correlación cruzada.

Con el fin de poder comparar mejor las fases con los cambios de temperatura, se filtran las señales como se aprecia en la Figura 4.18. El filtro ocupado es el mismo usado en la medición anterior. Cabe destacar que las temperaturas estuvieron más homogéneas, de manera que se espera una fase más estable. La desviación de Allan de los datos filtrados se muestra en la Figura 4.19, donde se comprueba que el filtrado elimina las componentes de ruido blanco. Este comportamiento se induce por la desaparición de la pendiente de $-1/2$ a tiempos de integración bajos, de orden menor a 100 segundos.

Se puede deducir de los datos anteriormente expuestos (las 2 primeras pruebas con el osciloscopio Rigol DS4012), que sí existe relación entre la temperatura y el desfase que produce el OQH. Para un cambio de temperatura de alrededor de 2 K, la velocidad de cambio de fase es a una tasa de alrededor de $3,3537 \cdot 10^{-4}$ °/seg. Lo que parece una tasa pequeña, puede ser problemática para tiempos de medición largos, pero también significa que su control no es necesario que deba ser muy rápido.

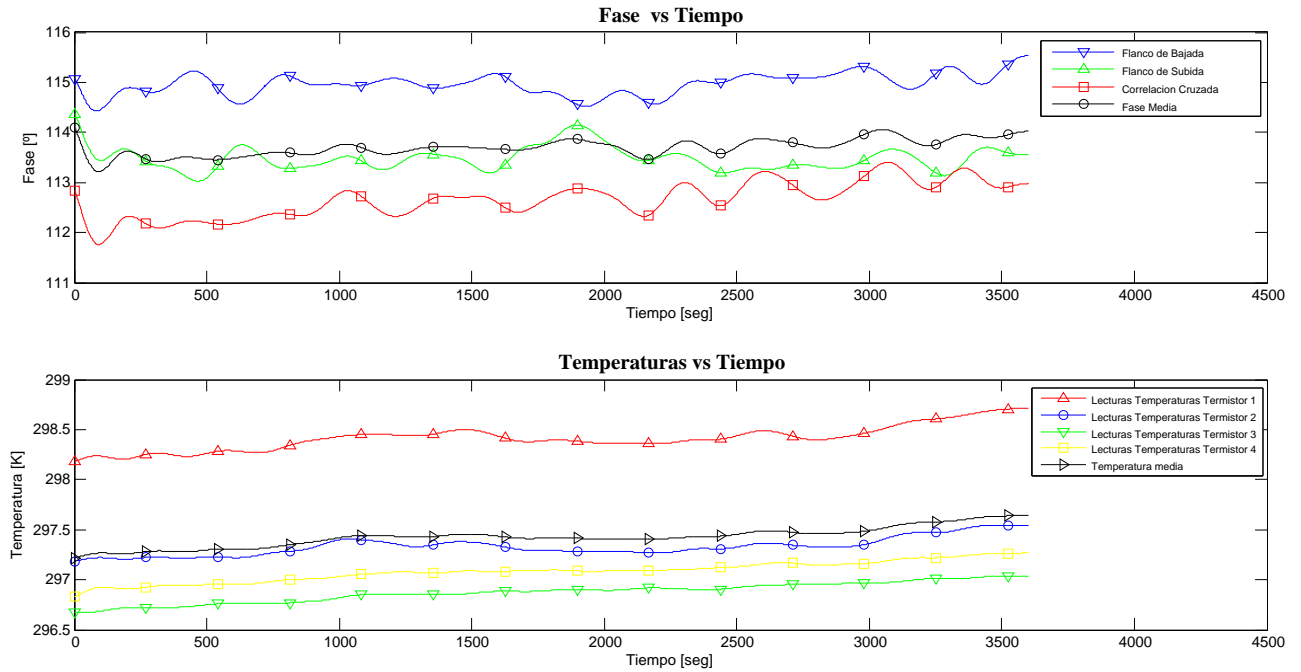


Figura 4.18: Gráficos de fase calculados por 3 métodos (flanco de subida, flanco de bajada y correlación cruzada) y temperatura, después de filtrar, vs el tiempo.

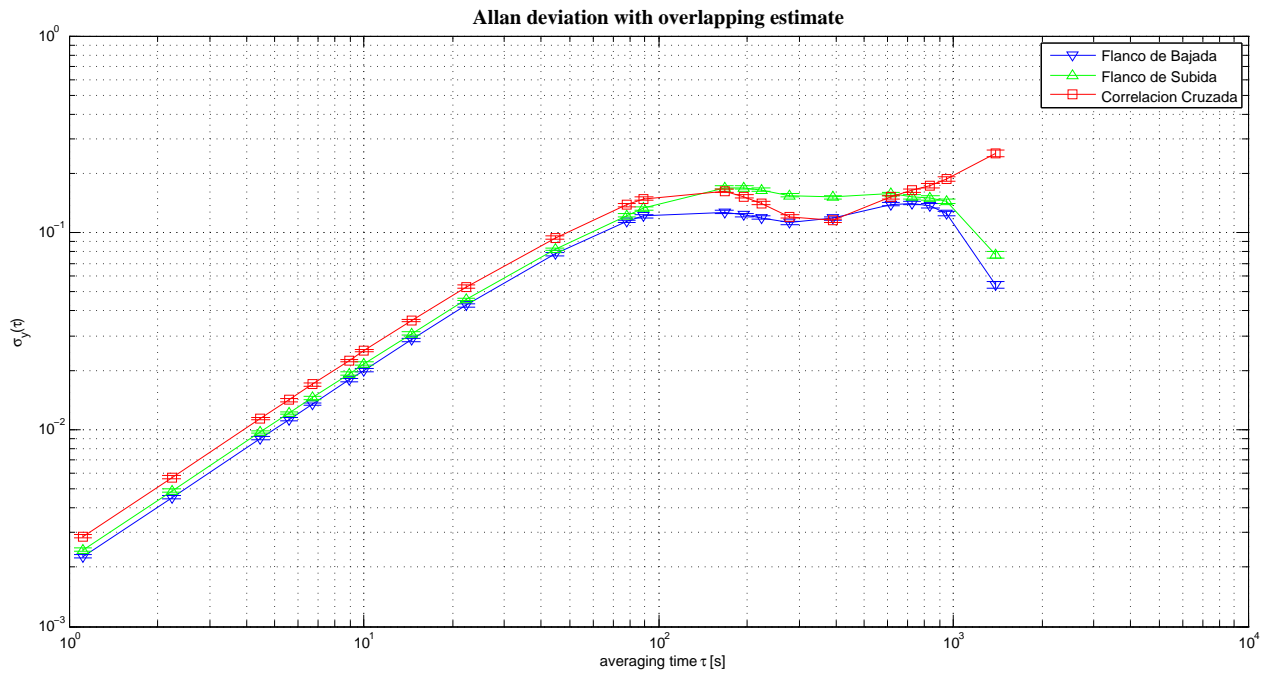


Figura 4.19: Gráficos de desviación de Allan, datos filtrados extraídos del osciloscopio digital Rigol DS4012. Se muestran en el mismo gráfico los cálculos del desfase por flanco de subida y bajada, además de por correlación cruzada.

Relación de la fase con la voltajes de Control de Híbrido óptico COH24-X de Kyliya

Siguiendo prácticamente con el mismo sistema de la sección anterior (4.2.3), pero dejando de lado la medición de temperatura, se registraron los resultados de los tiempos de reacción del OQH al variar los voltajes de control. Para efectos de precisión y mayor resolución del tiempo, se calcularon solo las fases por flanco de subida y bajada, ya que las trazas demoran mucho en generarse. En este procedimiento se programó un código en MATLAB para controlar las fuentes de voltaje Rigol DP832, donde se varían los pasos de voltaje y el tiempo en el que se aplica cada uno. En la Tabla 4.11 se muestran las configuraciones de cada prueba, donde se varía uno de los dos voltajes de control y el otro se mantiene en cero. Los resultados preprocesados de la primera prueba se muestran en la Figura 4.20. Se destaca que no hay demasiada diferencia entre los las fases según su método de cálculo, razón por lo cual se utilizó el promedio.

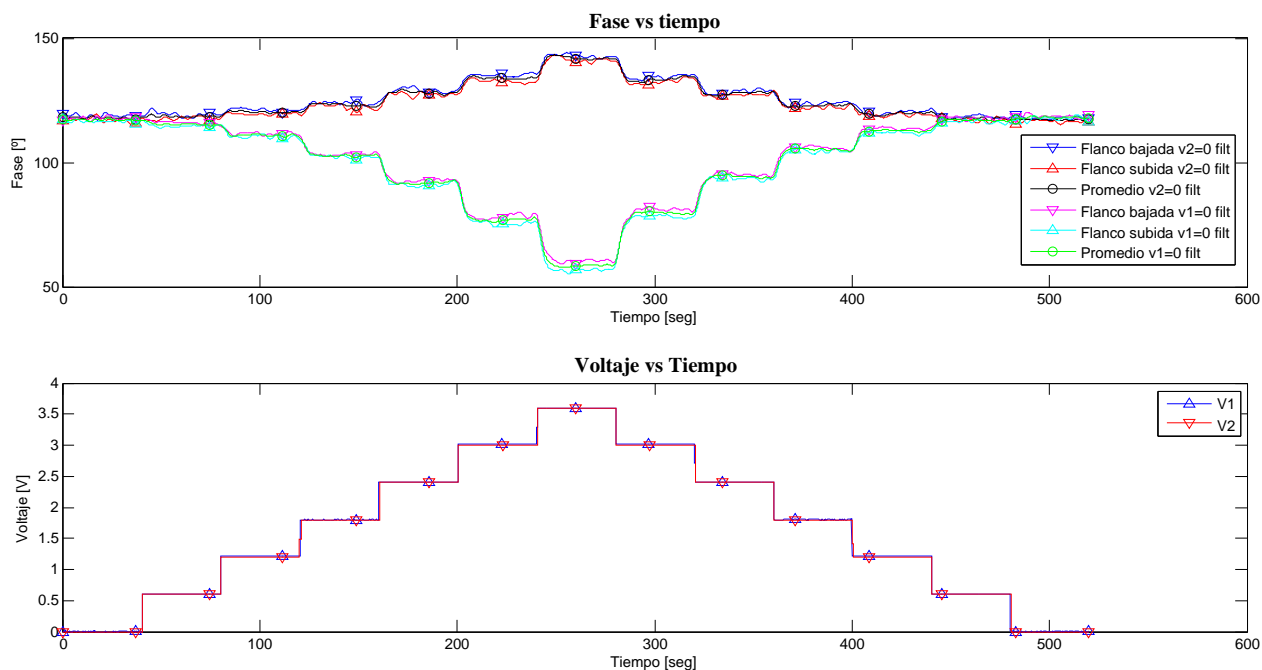


Figura 4.20: Gráficos de Fase vs Tiempo y Voltaje vs Tiempo.

Tabla 4.11: Configuraciones de pruebas de Fase vs voltajes de control.

Prueba	ΔV [V]	Δt [seg]
1	0,6	40
2	0,4	40
3	0,2	20
4	0,1	10
5 - Salidas 2 ($R - L$) y 4 ($R - jL$) OQH	0,6	30

Con el fin de facilitar el cálculo del tiempo de respuesta, cada sección de curva fase vs tiempo según un segmento de tiempo, fue ajustado a el modelo empírico de la relación 4.3

$$\phi = a \cdot \arctan(b(t + c)) + d \quad (4.3)$$

donde ϕ es la fase, t es el tiempo, y a, b, c, d son las constantes del modelo, propias para cada segmento de curva. El término c puede calcularse directamente como el inverso aditivo del tiempo en que empieza el segmento. Con la convención anterior, el modelo es más simple de calcular. Luego para caracterizar el tiempo de respuesta, se calcula la derivada y se mide cuando su valor es menor a cierto umbral.

Los resultados de los tiempos de respuesta para cada prueba, se observan en la Figura 4.21. Destaca el caso de cambios muy pequeños de voltaje (caso 4, de variaciones de voltaje de 0,1 V y de tiempo de 10 segundos) donde, incluso después de filtrar las señales, el ruido tenía una magnitud similar a los cambios de fase, además de hacer difícil su ajuste al modelo de la relación 4.3, debido a un comportamiento distinto y muy irregular de la curva. De las otras mediciones se puede derivar que al mismo ΔV , a mayor magnitud total de voltaje V , mayor es el tiempo de respuesta. En particular para los casos con ΔV grande, el máximo tiempo de respuesta se da al bajar el voltaje, después de alcanzar el máximo, como en el caso de la prueba 1, donde el tiempo de respuesta es de 12,5 segundos variando V2, y 6,4 segundos variando V1. Este comportamiento se debería a que el híbrido es más sensible con V2, que se encarga de disminuir la fase, con diferencias de fase más pronunciadas, lo que corresponde con las especificaciones. Otro caso destacable, es la prueba 5, cambiando las salidas del OQH 1 ($R + L$) y 3 ($R + jL$), por la 2 ($R - L$) y 4 ($R - jL$). Se esperaría que el único cambio sea el signo del desfase, por lo que para efectos de comparación se invirtió. El tiempo de respuesta fue mayor, con un máximo para V2 de 13,6 y para V1 de 8,4 segundos, pero puede ser que se deba a condiciones ambientales distintas, ya que la prueba se realizó más tarde que las otras.

Con los resultados anteriores, tomando el valor promedio de fase estabilizada para cada ΔV , se procedió a calcular las relaciones de la fase con el voltaje. Estos resultados se aprecian en la Figura 4.22, donde destaca el hecho que las fases máximas tienen un orden de magnitud similar, de alrededor de 142° , al igual que las mínimas, de alrededor de $58,5^\circ$. Para el caso 5, se recalca otro comportamiento diferente, con fases máxima de $141,2^\circ$, y mínima de $52,32^\circ$. Este resultado se puede explicar por las fases iniciales, ya que mientras en los casos 1,2,3 y 4, el valor promedio fue de 118° , en el caso 5 fue de 116° .

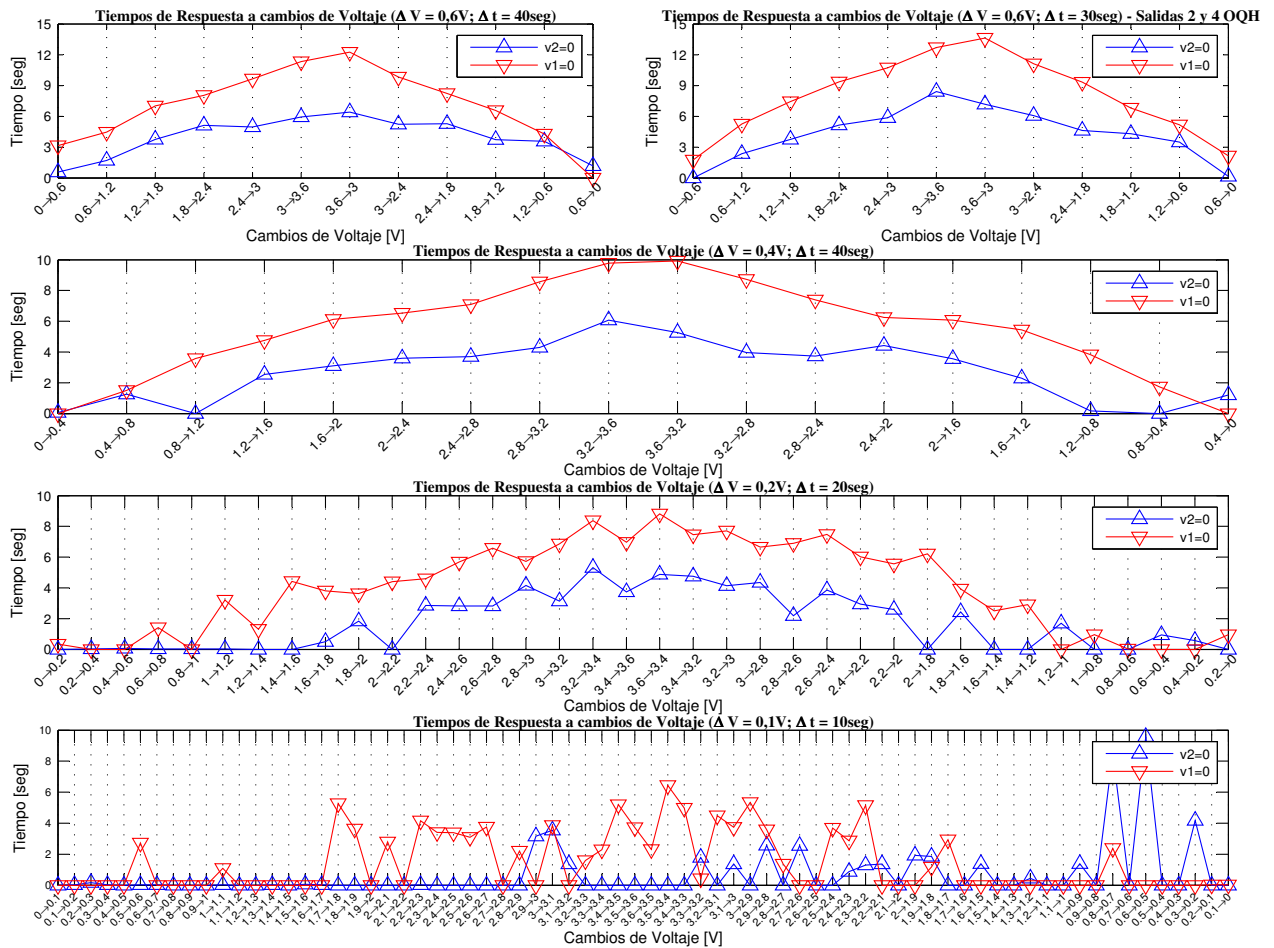


Figura 4.21: Gráficos de Tiempo de respuesta vs cambios de voltajes de control. Se muestran en el mismo gráfico las pruebas con $V_1=0$ y $V_2=0$, variando la otra cantidad. De arriba a abajo y de izquierda a derecha, se muestran las pruebas 1,5,2,3 y 4 de la Tabla 4.11.

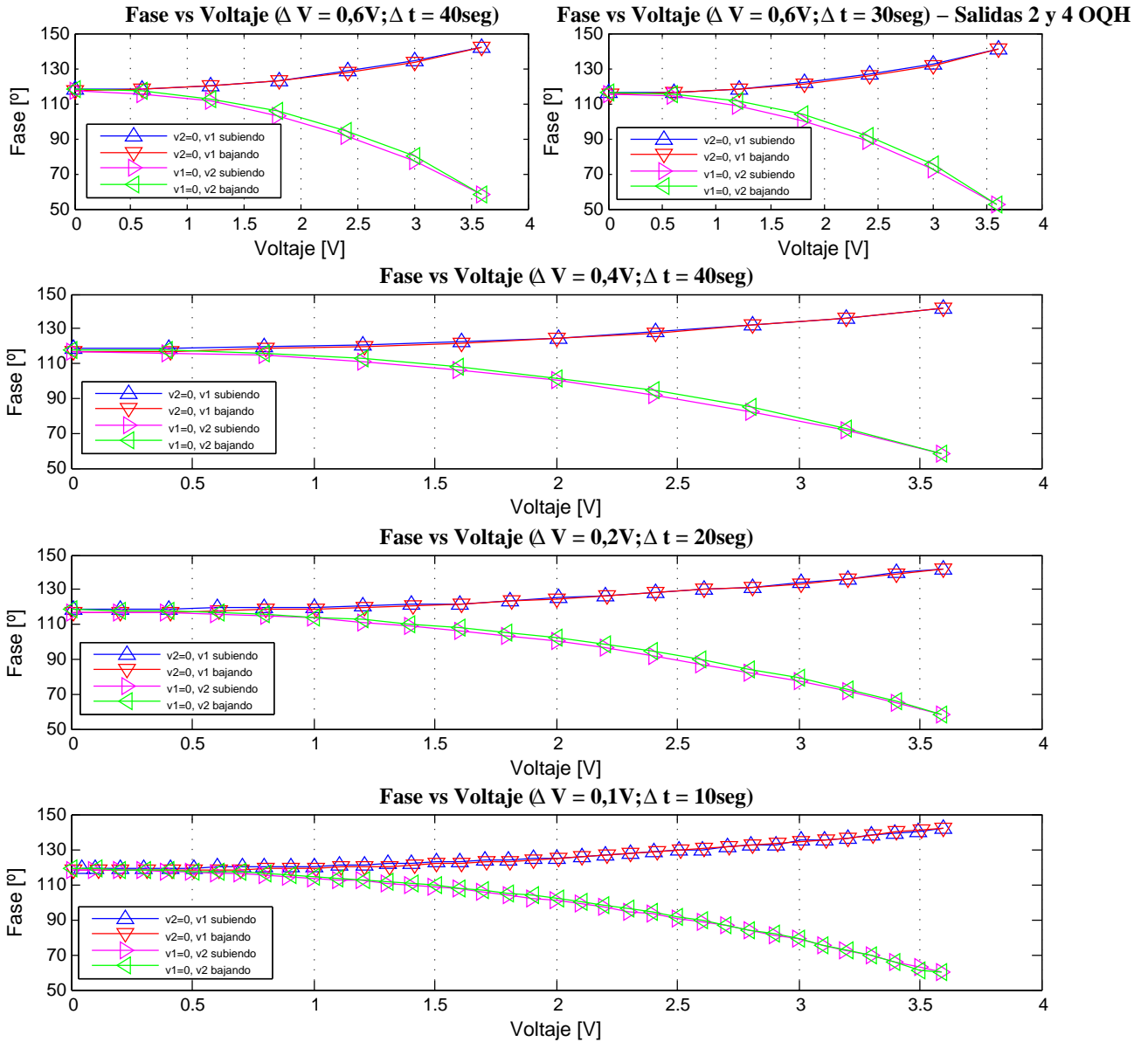


Figura 4.22: Gráficos de Fase vs voltajes de control. Se muestran en el mismo gráfico las pruebas con $V_1=0$ y $V_2=0$, variando la otra cantidad. De arriba a abajo y de izquierda a derecha, se muestran las pruebas 1,5,2,3 y 4 de la Tabla 4.11.

Capítulo 5

Conclusiones y Trabajo Futuro

5.1. Conclusiones

Para efectos de este trabajo se diseñó y gestionó un plan de acción, se construyó un montaje experimental, se realizaron pruebas y analizaron resultados con el objetivo decidir si un híbrido de cuadratura óptico tiene la factibilidad de ser usado en un separador de banda con fines de receptor astronómico. Para lograr lo anterior es necesario además del Híbrido o OQH, dos fotodiodos rápidos, láser y más elementos de fibra óptica como acopladores y desplazadores de frecuencia, además de accesorios como conectores o pasamuros y fibras ópticas de distinto tipo.

Un problema encontrado fueron las pérdidas producidas al usar y conectar distintos elementos, principalmente en la parte óptica, donde destacan el desplazador de frecuencias (con pérdidas bastante más altas que las nominales a 1550 nm) y el híbrido COH24-X, donde sus pérdidas ya especificadas en los documentos técnicos eran altas. Se tuvo que sopesar estos problemas adquiriendo elementos como el acoplador de fibra PM, con razón de acoplamiento 90/10. Este componente de todas maneras generaba entradas desbalanceadas, con -5 dB de diferencia entre las señales a los puertos de entrada del híbrido. Hay que considerar que estas pérdidas eran bastante menores que con un acoplador SM, en particular en la rama de menor potencia, debido a que estos no mantienen la polarización.

Se comprobó que elementos como los fotodiodos DSC20H, sirven bien a su propósito al detectar correctamente los haces de luz en la longitud de onda de 1556 nm y generar ondas RF con frecuencia igual que la resta de las dos señales que viajan en la fibra de entrada del fotodiodo. Esto es crítico para los pasos que siguieron como comprobar el funcionamiento del híbrido. Para este último, fue necesario comprobar que las potencias de entrada y salida fueran lo suficientemente poderosa para que, primero, un fotodiodo las detectara y después fueran posibles de visualizar en el osciloscopio.

Resultados preliminares mostraron que el híbrido entrega las señales de salida 1 ($R + L$) y 3 ($R + jL$), a pesar de todo, con amplitud y potencia similar al pasar por los fotodiodos. Además la señal L efectivamente esta desplazada en la salida 3, pero el osciloscopio no mostró

este desfase de la manera esperada (del orden de 90°), con los controles manejados por voltaje del híbrido a 0 V. El desfase encontrado a $V1 = V2 = 0V$ fué de 46° , pudiéndose ajustar en aproximadamente $\pm 45^\circ$, aumentando con $V1$ y disminuyendo con $V2$. Estos hallazgos indican que los controladores de desfase funcionan bien. La diferencia con las especificaciones en cuanto al desfase inicial, tuvieron como primera hipótesis que pueden deberse a problemas de adaptación de impedancias con el osciloscopio. Se descubrió que si bien las impedancias desadaptadas tienen un efecto, el mayor contribuidor al desfase son los largos eléctricos disímiles, principalmente a la salida del híbrido. Este acercamiento, comprende tanto a las fibras ópticas entre el híbrido y los fotodiodos, como a los cables RF a la salida de estos.

Usando un voltímetro vectorial se intuyó que la temperatura podría contribuir al desfase, pero surgió otra problemática a resolver, el ruido. Esta variable fue compañera de todos los experimentos siguientes, de modo que la varianza y desviación de Allan fue útil para caracterizar su naturaleza. Para las señales sin ningún tipo de filtrado computacional, se concluyó que bajo los 100 segundos como tiempo de medición, el ruido predominante es blanco, el cual es fácil de eliminar con filtros. Para mediciones más largas, mayores a 400 segundos, el ruido predominante es más complejo de tipo deriva o camino aleatorio. Estos antecedentes son validos tanto para medidas de fase directas con el voltímetro vectorial como con la correlación cruzada de los datos medidos del osciloscopio Rigol DS4012. Entre medio de estos tiempos hay pequeños segmentos de ruido de pestaño. Se concluye que el filtrado posterior de los datos, ayuda a encontrar relaciones entre las variables con el riesgo de cambiar la naturaleza de estos.

Volviendo a la temperatura, se encontró que aproximadamente por cada 2 K de temperatura, la velocidad de cambio de fase es a una tasa de alrededor de $3,3537 \cdot 10^{-4} \text{ }^\circ/\text{seg}$. Esta tasa puede parecer baja, pero para tiempos largos, con cambios sostenidos de temperatura pueden significar algunos percances. Como compensación se puede controlar el desfase por medio de entradas de voltaje. Se descubrió que en el peor de los casos, lograr un cambio de fase de $76,77^\circ$ a $58,43^\circ$, demora en estabilizarse 12,25 segundos, con la configuración usual. Este periodo puede verse alto, pero en relación a la tasa de cambio natural o por temperatura del OQH, es suficiente para contrarrestarla.

Se encontró que el híbrido óptico COH24-X de Kyla, con un buen sistema de control, puede ser útil de usar en receptores para radio astronomía. La problemática del ruido puede ser reducida, con una fuente láser más estable y poderosa, además de filtros e instrumentos, pero hay que tomar en cuenta el comportamiento en mediciones largas.

5.2. Trabajo Futuro

Como trabajo futuro queda comprobar, en un montaje más completo, todas las funcionalidades necesarias para el separador de banda, pero para eso es necesario el sintetizador láser, para generar una señal de oscilador local estable y ajustable. Convendría también, buscar una manera de reducir el ruido, lo que podría hacerse con filtros, pero es posible que con el sintetizador láser exista una mejora. Cuando todo lo anterior esté solucionado, se podría integrar a un separador de banda completo, donde destacan las últimas investigaciones en

sistemas digitales.[19]-[43]

Glosario de Acrónimos

- 2SB** Doble Banda Lateral (Dual Sideband). Pps. 6, 25
- ADC** Conversor Análogo-Digital (Analog-to-Digital Converter). Pps. 24, 41, 44
- ALMA** Atacama Large Millimeter Array. Pps. 1, 2, 23
- AOM** Modulador Acusto-Óptico (Acousto-Optic Modulator). Pps. 15
- APC** Pulido de contacto físico angulado (Angle Physical Contact). Pps. ix, 2, 12, 13, 27, 28
- DC** Corriente directa o continua (Direct Current). Pps. x, 23, 38, 47, 52
- DSB** Doble Banda Lateral (Double Sideband). Pps. ix, 5
- FFS** Desplazador de Frecuencia de Fibra (Fiber Frequency Shifter). Pps. 15, 28, 29, 33, 40, 45, 47
- FFT** Transformada Rápida de Fourier (Fast Fourier Transform). Pps. 24
- FPGA** Arreglo de compuertas de campo programable (Field Programmable Gate Array). Pps. 24
- GSPS** Giga muestras por segundo (Giga-Sample Per Second). Pps. 24
- IF** Frecuencia intermedia (Intermediate Frequency). Pps. 4–6, 8, 24, 25
- IR** Infra Rojo (Infra Red en Ingles). Pps. 1
- LO** Oscilador Local (Local Oscillator). Pps. ix, 4–6, 8
- LSB** Banda Lateral inferior (Lower Sideband). Pps. ix, 5, 6, 8
- MMF** Fibra MM. Pps. 11, 13

NEP Potencia de ruido equivalente (Noise-Equivalent Power). Pps. 17, 18, 27, 35

NSD Densidad Espectral de Potencia de ruido (Noise Spectral Density). Pps. 18

OQH Híbrido de cuadratura óptico (Optical Quadrature Hybrid). Pps. v, x, 15, 25, 26, 29, 32, 33, 35, 44, 48–51, 57

PC Pulido de contacto físico (Physical Contact). Pps. ix, 2, 12, 13

PM Polarización Mantenido (Polarization Maintaining). Pps. 13, 26, 27, 29, 33, 36

PMF Fibra PM. Pps. 11

PSD Densidad Espectral de Potencia (Power Spectral Density). Pps. 18–20

RF Radio Frecuencia. Pps. 4–6, 8, 15, 24, 27, 29, 32

SM Mono Modo (Single Mode). Pps. 11, 12, 26, 27, 33, 36

SMF Fibra SM. Pps. ix, 11, 13

SNR Relación señal a ruido (Signal to Noise Ratio). Pps. 17

SPC Super PC. Pps. ix, 12, 13

SRR Cociente de Rechazo de Banda Lateral (Sideband Rejection Ratio). Pps. 8, 23, 24

SSB Banda Lateral única (Single Sideband). Pps. 5

UPC Ultra PC. Pps. ix, 2, 12, 13, 27

USB Banda Lateral superior (Upper Sideband). Pps. ix, 5, 6, 8

Bibliografía

- [1] "IEEE Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Single-Axis Interferometric Fiber Optic Gyros". *IEEE Std 952-1997*, pages i–, 1998.
- [2] "IEEE Standard Definitions of Physical Quantities for Fundamental Frequency and Time Metrology—Random Instabilities". *IEEE STD 1139-2008*, pages c1–35, Feb 2008.
- [3] George W. A. Richard Thompson, James M. Moran and Jr. Swenson. *Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy*. WILEY-VCH Verlag GmbH and Co. KGaA, 2nd edition, 2001.
- [4] D.W. Allan. "Statistics of atomic frequency standards". *Proceedings of the IEEE*, 54(2):221–230, Feb 1966.
- [5] The Fiber Optic Association. "The Fiber Optic Association - Tech Topics - Connector Identifier". <http://www.thefoa.org/tech/connID.htm>. [Online; Accessed 20-Jul-2014].
- [6] Miroslav Balda. "SINIDE - Parameter identification of a sine-wave from a measured signal - MATLAB function". <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/45567-sinide-parameter-identification-of-a-sine-wave-from-a-measured-signal>, note = "[Online; Accessed 01-Ago-2014]".
- [7] G.A Berenbrock and B. SCHLEMMER. "Active controlled fiber optical 90 degrees hybrid for coherent communications". *Photonics Technology Letters, IEEE*, 1(4):86–87, April 1989.
- [8] R. A. Finger Camus. *Design and Construction of a Digital Sideband Separating Spectrometer for the 1.2-meter Southern Radio Telescope*. PhD thesis, Universidad de Chile, 2013.
- [9] José María Drake Moyano UNIVERSIDAD DE CANTABRIA. "Tema IV: Ruidos e Interferencias: Técnicas de reducción". http://www.ctr.unican.es/asignaturas/instrumentacion_5_IT/IEC_4.pdf. [Online; Accessed 15-Jun-2014].
- [10] Jorge Márquez Flores – CCADET-UNAM. "Tutorial Ruido". <http://www.academicos.ccadet.unam.mx/jorge.marquez/cursos/Instrumentacion/Ruido.pdf>. [Online; Ac-

cessed 15-Jun-2014].

- [11] International Radio Consultative Committee (C.C.I.R.). "Characterization of Frequency and Phase Noise". <http://tf.nist.gov/general/tn1337/Tn162.pdf>. [Online; Accessed 15-Jun-2014].
- [12] Kennedy Space Center. "Public Lessons Learned Entry: 0881". <http://www.nasa.gov/offices/oce/11is/0881.html>. [Online; Accessed 5-Apr-2014].
- [13] Herschel Science Centre. "HIFI Observers' Manual". <http://herschel.esac.esa.int/Docs/HIFI/html/hifi.html>. [Online; Accessed 5-Apr-2014].
- [14] S. M. X. Claude and C. T. Cunningham. "Design of a Sideband-Separating Balanced SIS Mixer Based on Waveguide Hybrids". <http://legacy.nrao.edu/alma/memos/html-memos/alma316/memo316.pdf>, September 2000. Alma Memo 316.
- [15] Optoplex Corporation. "Coherent Detection and Optical Hybrid". http://www.optoplex.com/download/coherent_detection_and_optical_hybrid.pdf. [Online; Accessed 29-Apr-2014].
- [16] C. T. Cunningham, G.H. Tan, H. Rudolf, and K. Saini. "Front-End Sub-System for the 12m Antenna Array – Technical Specifications". Technical report, ALMA.
- [17] G. Wenke R. Langenhorst D. Hoffman, H. Heidrich and E. Dietrich. "Integrated optics eight-port 90 degrees hybrid on LiNbO₃". *Lightwave Technology, Journal of*, 7(5):794–798, May 1989.
- [18] Discovery Semiconductors Inc. "*High Optical Power Handling Photodiodes to 50 GHz Datasheet*", 2012.
- [19] Ricardo Finger, Patricio Mena, Nicolás Reyes, Rafael Rodriguez, and Leonardo Bronfman. "A Calibrated Digital Sideband Separating Spectrometer for Radio Astronomy Applications". *Publications of the Astronomical Society of the Pacific*, 125(925):pp. 263–269, Mar 2013.
- [20] J. R. Fisher and M. A. Morgan. "Analysis of a Single-Conversion, Analog/Digital Sideband-Separating Mixer Prototype". *Electronics Division Internal Report No. 320*.
- [21] J. R. Fisher and M. A. Morgan. "Experiments with Calibrated Digital Sideband-Separating Downconversion". *Publications of the Astronomical Society of the Pacific*, 122(889):pp. 326–335, Mar 2010.
- [22] B. Henderson and J. Cook. "Image-Reject and Single-Sideband Mixers". http://rfcafe-com.secure38.ezhostingserver.com/references/articles/wj-tech-notes/ImageRej_n_SSB_mixers.pdf. 1985. [Online; Accessed 12-Jun-2014].
- [23] R. Hesper, G. Gerlofsma, P. Mena, M. Spaans, and A. Baryshev. "A Sideband-Separating Mixer Upgrade for ALMA Band 9". *20th International Symposium on Space Terahertz Technology, Charlottesville*, Apr 2009.

- [24] M. A. Hopcroft. "allan_overlap.m - MATLAB function". <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/26441-allan-overlap>. [Online; Accessed 14-Apr-2014].
- [25] California Institute of Technology Kip Thorne. "Chapter 6 - Random Processes". <http://www.pma.caltech.edu/Courses/ph136/yr2012/1206.1.K.pdf>. [Online; Accessed 15-Jun-2014].
- [26] KYLIA. "Kyliia Coherent Receiver Presentation". <http://kylia.com/Kyliacoherentreceiverpresentation.pdf>. [Online; Accessed 10-Apr-2014].
- [27] KYLIA. "New generation Coherent receiver". <http://kylia.com/Kylianewgenerationcoherentreceiverpresentation.pdf>. [Online; Accessed 10-Apr-2014].
- [28] KYLIA. "Single and Dual Polarisation 90 degree Optical Hybrid Catalog". http://www.hikari-trading.com/opt/kylia/file/0001_90_coh24_28.pdf. [Online; Accessed 10-Apr-2014].
- [29] KYLIA. "*Coherent Receiver Datasheet*", 2013.
- [30] KYLIA and Hikari inc. "Single and Dual Polarisation 90 degree Optical Hybrid Catalog [UPDATED]". http://www.hikari-trading.com/opt/kylia/file/0001_coh24_28.pdf. [Online; Accessed 10-Apr-2014].
- [31] Pierre Lecoy. "*Fibre-Optic Communications*". ISTE Ltd and John Wiley and Sons, first edition, 2008.
- [32] Janine Love. "*RF Front-End: World Class Designs*". Newnes, 2009.
- [33] Stephen A. Maas. "*Microwave Mixers*". Artech Print, 1st edition, 1986.
- [34] F. P. Mena, J.W.J.W. Kooi, AM. Baryshev, C. F J Lodewijk, T. Zijlstra, R. Hesper, G. Gerlofsma, T.M. Klapwijk, and W. Wild. "Design and Performance of a 600–720-GHz Sideband Separating Receiver Using AlOx and AlN SIS Junctions",. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Jan 2011.
- [35] Alexis Méndez and T.F Morse. "*Specialty Optical Fibers Handbook*". Academic Press, first edition, 2007.
- [36] Newport. "*Estimating Minimum Power for a Power Meter and Detector System*", 2004.
- [37] University of Dayton. "Temperature Sensors". <http://academic.udayton.edu/markpatterson/ECT459/TemperatureNotes.pdf>. [Online; Accessed 01-May-2014].
- [38] RP Photonics. Encyclopedia of laser physics and technology. "Acousto-optic Modulators". http://www.rp-photonics.com/acousto_optic_modulators.html. [Online; Accessed 10-Feb-2014].

- [39] The University of Nottingham. "Lecture 9, H6CTCE Course". http://hermes.eee.nott.ac.uk/teaching/h6ctce/Lecture9_07.pdf. [Online; Accessed 5-Apr-2014].
- [40] Michael A. Lombardi National Institute of Standards and Technology. "Chapter 17 - Fundamentals of Time and Frequency". <http://tf.nist.gov/general/pdf/1498.pdf>. [Online; Accessed 15-Jun-2014].
- [41] D.M. Pozar. *"Microwave Engineering"*. Wiley, 2011.
- [42] G. Rau, R. Schieder, and B. Vowinkel. "Characterization and Measurement of Radiometer Stability". In *Microwave Conference, 1984. 14th European*, pages 248–253, Sept 1984.
- [43] R. Rodríguez, R Finge, F. P. Mena, N Reyes, E. Michae, and L. Bronfman. "A Sideband-separating Receiver with a Calibrated Digital IF-Hybrid Spectrometer for the Millimeter Band. *Publications of the Astronomical Society of the Pacific*, 126(938):pp. 380–385, Apr 2014.
- [44] R. I. Rodríguez. "Design, Construction and Testing of a 2SB Configuration Receiver for Small Millimeter-Wave Telescope (SMWT)". Thesis Proposal, 2011.
- [45] Bahaa E.A. Saleh and Malvin Carl Teich. *"Fundamentals of Photonics"*. WILEY-INTERSCIENCE, 2nd edition, 2007.
- [46] SPW. "Componentes Ópticos Pasivos". http://www.spw.cl/05mar07_mobile/Transporte/_vti_cnf/Componentesopticos_pasivos.pdf. [Online; Accessed 20-Jul-2014].
- [47] Luis Rincón UNAM. "Introducción a los Procesos Estocásticos". <http://lya.fciencias.unam.mx/lars/libros/procesos.pdf>. [Online; Accessed 15-Jun-2014].
- [48] Sorin Voinigescu. *"High-Frequency Integrated Circuits"*. Cambridge University Press, 1st edition, 2013.

Apéndice A

ADCSERIAL

```
// CODIGO ARDUINO
//Leer voltaje desde termistores y voltmetro vectorial
//para calcular temperaturas y fase y comunicarlal por serial a un computador

#include <math.h>
// Pines ADC: de A0-A3 termistores, A4 voltmetro vectorial
int const lec0Pin = A0;
int const lec1Pin = A1;
int const lec2Pin = A2;
int const lec3Pin = A3;
int const lec4Pin = A4;

//9600 baudios, debido a comunicacion serial a travez de usb
void setup(){
  Serial.begin(115200);
  delay(100);
  //analogReference(EXTERNAL);
}

void loop(){
  unsigned int lec0Value = analogRead(lec0Pin);
  delay(10);
  unsigned int lec1Value = analogRead(lec1Pin);
  delay(10);
  unsigned int lec2Value = analogRead(lec2Pin);
  delay(10);
  unsigned int lec3Value = analogRead(lec3Pin);
  delay(10);
  unsigned int lec4Value = analogRead(lec4Pin);
  delay(10);

  Serial.print(lec0Value);
  Serial.print(",");
  Serial.print(lec1Value);
  Serial.print(",");
  Serial.print(lec2Value);
  Serial.print(",");
  Serial.print(lec3Value);
  Serial.print(",");
  Serial.println(lec4Value);
  delay(1000);
}
```

Apéndice B

TEMPFASE

```
#!/usr/bin/env python
# -*- coding: UTF-8 -*-
# Código PYTHON para recibir los datos de temperatura y fase del Voltmetro vectorial
# luego guardarlos como csv
import csv
import time
import serial
import sys
import math

if len(sys.argv) < 4:
    print "Modo de uso:"
    print "python lectura_temp_fase.py minutos intervalo archivo"
    sys.exit()
else:
    minutos = int(sys.argv[1])
    ds = int(sys.argv[2]) # intervalo
    archivo = sys.argv[3] # nombre del archivo

    ser = serial.Serial('COM17', 115200)
    #ser = serial.Serial('/dev/ttyACM0', 115200) #linux
    #ser = serial.Serial('COM10', 9600) #windows
    csv_out = open(archivo, 'wb')
    mywriter = csv.writer(csv_out)

    #minutos = 1 # cuanto dura la medicion
    #ds = 5 # diferencia en segundos entre cada medicion
    tf= minutos*60 # duracion en segundos

    ti = int(time.time()) # tiempo inicial
    ta = ti # tiempo actual
    dt=0 # diferencia t actual y t inicial
    cadena=ser.readline() # lectura
    #print(cadena) # debug
    med=cadena.strip().replace(' ', '').split(',') # separar cadenas por comas
    ##resistencias =[10000*(2046/float(med[0])-1),10000*(2046/float(med[1])-1),10000*(2046/float
    (med[2])-1),10000*(2046/float(med[3])-1)]
    #print med
    res=[]
    for x in med[:5]:
        print x
        res.append(10000.0*(2046.0/float(x)-1))
    #print res
    aa=6/(4.79-2.39)
    bb=-aa*2.39
    tempK=[(1/297.15+(1/2374.0)*math.log(res[0]/31878.0))**-1,(1/296.15+(1/3456.0)*math.log(res
    [1]/32242.0))**-1,(1/296.15+(1/3685.0)*math.log(res[2]/31754.0))
    **-1,(1/296.15+(1/3446.0)*math.log(res[3]/31993.0))**-1]
    #fase = -338.5714+142.857*float(med[4])*4.780/1023.0 #180
```

```

vv=float(med[4])*4.79/1023.0
fase = -51.2226+23.4426*vv #60
#print (tempK, fase)
row = (tempK[0],tempK[1],tempK[2],tempK[3],vv,fase,dt,time.strftime("%a,%d_%b_%Y_%H:%M:%S",
    time.localtime(ta)))
mywriter.writerow(row) # escribir en el csv
while dt<=tf: # iterar el tiempo establecido
    try:
        ta2 = int(time.time())
        dt=ta2-ti
        cadena=ser.readline()
        if ((ta2 - ta)>=ds):
            #print cadena #debug
            med=cadena.strip().replace(' ','').split(',') # separar cadenas por comas
            res=[]
            ##resistencias =[10000*(2046/float(med[0])-1),10000*(2046/float(med[1])-1)
                ,10000*(2046/float(med[2])-1),10000*(2046/float(med[3])-1)]
            for x in med[:5]:
                res.append(10000.0*(2046.0/float(x)-1))
            tempK=[(1/297.15+(1/2374.0)*math.log(res[0]/31878.0))**-1,(1/296.15+(1/3456.0)*
                math.log(res[1]/32242.0))**-1,(1/296.15+(1/3685.0)*math.log(res[2]/31754.0))
                **-1,(1/296.15+(1/3446.0)*math.log(res[3]/31993.0))**-1]
            vv=float(med[4])*4.79/1023.0
            fase = -51.2226+23.4426*vv
            #print (tempK, fase)
            ta = ta2
            row = (tempK[0],tempK[1],tempK[2],tempK[3],vv,fase,dt,time.strftime("%a,%d_%b_%
                Y_%H:%M:%S", time.localtime(ta)))
            mywriter.writerow(row) #escribir en el csv

    except KeyboardInterrupt: # en caso de cancelacion con ctrl+c
        csv_out.close()
        ser.close()
        sys.exit(0)

#cerrar comunicaciones
csv_out.close()
ser.close();

```

Apéndice C

MEDICIONES

```
%% Script en MATLAB para medir desfase del osciloscopio ademas de temperaturas  
% procedentes del arduino (termistores).  
%Calcula la fase por flancos, y toma las trazas para posterior analisis  
  
% inicializacion  
clear all  
clc  
close all  
minutos = 80; % duracion en minutos  
final = 60*minutos; % duracion en segundos  
paso= 1; % paso en segundos  
baud = 115200;  
puerto = 'COM10'; %revisar puerto  
s2 = serial(puerto,'BaudRate',baud,'Terminator','CR/LF');  
m.minutos=minutos;  
m.paso=paso;  
vendedor = 'Agilent';  
res = 'USB0::0x1AB1::0x04B1::DS4D160300012::INSTR'; % revisar  
  
mso4000 = visa( vendedor , res);  
  
mso4000.InputBufferSize = 2048;  
  
warning('off','all');  
  
fopen(s2); %abrir puerto serial  
s2.ReadAsyncMode = 'continuous';  
readasync(s2)  
fopen( mso4000 ); % lo mismo para visa  
  
%inicializacion del loop  
j=1; %indice  
cadena = fscanf(s2,'%s'); % lectura serial inicial (string)  
med = strsplit(strrep(strtrim(cadena),'\n', ''),',,'); % dividir el string  
volt = [str2double(med)];  
volt = 10000.*(2046./volt-1);  
  
% temperaturas  
temp=[(1/297.15+(1/2374)*log(volt(1)/31878))^-1,...  
(1/296.15+(1/3456)*log(volt(2)/32242))^-1,...  
(1/296.15+(1/3685)*log(volt(3)/31754))^-1,...  
(1/296.15+(1/3446)*log(volt(4)/31993))^-1];  
  
tt=[0]; % vector que contiene los tiempos para cada medicion  
  
t00=clock;  
tic;  
t0=0
```

```

tf=t0; % tiempo final relativo, incializacion
%j=0; % indice
t0str = datestr(t00); % tiempo en formato dd-mmm-yyyyHH:MM:SS
m.t0=t0;
m.t0str = t0str;

fprintf(mso4000, ':MEASure:FPHase?'); % lectura visa flanco bajada inicial
% desfases
ffase=[fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

fprintf(mso4000, ':MEASure:RPHase?'); % lectura visa flanco subida inicial
% desfases
rfase=[fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

fprintf(mso4000, ':MEASure:FPHase:SDEviation?'); % lectura visa flanco bajada inicial
% desv desfases
dffase=[fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

fprintf(mso4000, ':MEASure:RPHase:SDEviation?'); % lectura visa flanco subida inicial
% desv desfases
drfase=[fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

figure1=figure('units','normalized','outerposition',[0 0 1 1]);
sp1o=subplot(2,2,1); p1o=plot(tt,ffase,'-',tt,rfase,'--');
legend('Flanco_bajada','Flanco_subida')
xlabel('tiempo_seg')
ylabel('Fase_deg')
title('Fase_vs_tiempo')
sp2o=subplot(2,2,2); p2o=plot(tt,dffase,'-',tt,drfase,'--');
legend('Flanco_bajada','Flanco_subida')
xlabel('tiempo_seg')
ylabel('Desv_Fase_deg')
title('dev_Fase_vs_Tiempo')
sp3o=subplot(2,2,[3 4]); p3o=plot(tt,temp(:,1),'-',tt,temp(:,2),'--',tt,temp(:,3),'-',tt,
temp(:,4),'');
legend('T1','T2','T3','T4')
xlabel('tiempo_seg')
ylabel('Temperatura_K')
title('Temperatura_vs_Tiempo')
drawnow;
fprintf(mso4000, ':STOP');
fprintf(mso4000, ':WAVeform:PREamble?');
param=fscanf(mso4000, '%s');

fprintf(mso4000, ':WAV:SOURce_CHAN1');
fprintf(mso4000, ':WAV:MODE_NORM');
%
fprintf(mso4000, ':WAVeform:PREamble?');
param1=fscanf(mso4000, '%s');
fprintf(mso4000, ':WAV:DATA?');
%
[data1,len1]= fread( mso4000, 2048 );
data1=data1';

fprintf(mso4000, ':WAV:SOURce_CHAN2');

fprintf(mso4000, ':WAV:MODE_NORMAL');
fprintf(mso4000, ':WAVeform:PREamble?');
param2=fscanf(mso4000, '%s');

fprintf(mso4000, ':WAV:DATA?');

[data2,len2]= fread( mso4000,2048);
data2=data2';

fprintf(mso4000, ':RUN');

while(tf<=final)

    ta = toc; % tiempo actual
    d_t=ta-tf;

```



```

if (d_t>=paso)
    tt=[tt;ta];
    while(s2.BytesAvailable > 0)
        fscanf(s2);
    end
    lec = fscanf(s2, '%d,%d,%d,%d');
    volt2 = [lec(1) lec(2) lec(3) lec(4)];
    volt2 = 10000.*(2046./volt2-1);
    volt=[volt;volt2];
    temp2=[(1/297.15+(1/2374)*log(volt2(1)/31878))^-1,...
            (1/296.15+(1/3456)*log(volt2(2)/32242))^-1,...
            (1/296.15+(1/3685)*log(volt2(3)/31754))^-1,...
            (1/296.15+(1/3446)*log(volt2(4)/31993))^-1];
    temp = [temp;temp2];

    fprintf(mso4000, ':MEASure:FPHase? '); % lectura visa flanco bajada
    % desfases
    ffase=[ffase;fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

    fprintf(mso4000, ':MEASure:RPHase? '); % lectura visa flanco subida
    % desfases
    rfase=[rfase;fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

    fprintf(mso4000, ':MEASure:FPHase:SDEVIation? '); % lectura visa flanco bajada
    % desfases
    dffase=[dffase;fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

    fprintf(mso4000, ':MEASure:RPHase:SDEVIation? '); % lectura visa flanco subida
    % desfases
    drfase=[drfase;fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

    %tf=ta;

    j=j+1;
    fprintf(mso4000, ':STOP');
    fprintf(mso4000, ':WAVEform:PREAmble?');
    param1=fscanf(mso4000, '%s');
    param={param,param1};

    fprintf(mso4000, ':WAV:SOURce_CHAN1');
    fprintf(mso4000, ':WAV:MODE_NORMAL');
    %
    fprintf(mso4000, ':WAV:DATA? ');
    %
    [data11,len11]= fread( mso4000, 2048 );
    data1=[data1;data11'];
    len1=[len1,len11];

    fprintf(mso4000, ':WAV:SOURce_CHAN2');

    fprintf(mso4000, ':WAV:MODE_NORMAL');

    fprintf(mso4000, ':WAV:DATA? ');

    [data22,len22]= fread( mso4000,2048);
    data2=[data2;data22'];
    len2=[len2,len22];
    fprintf(mso4000, ':RUN');

    %graficar
    sp1=subplot(2,2,1); p1=plot(tt,ffase,'-',tt,rfase,'--');
    legend('Flanco_bajada','Flanco_subida')
    xlabel('tiempo_seg')
    ylabel('Fase[°]')
    title('Fase_vs_tiempo')
    sp2=subplot(2,2,2); p2=plot(tt,dffase,'-',tt,drfase,'--');
    legend('Flanco_bajada','Flanco_subida')
    xlabel('Tiempo_seg')
    ylabel('Desv_Fase[°]')
    title('dev_Fase_vs_Tiempo')

```

```

sp3=subplot(2,2,3); p3=plot(tt,mffase,'-',tt,mrfase,'--');
legend('Flanco_bajada','Flanco_subida')
xlabel('tiempo[seg]')
ylabel('Fase_media[°]')
title('Fase_media_vs_Tiempo')

sp4=subplot(2,2,4); p4=plot(tt,temp(:,1),'-',tt,temp(:,2),'--',tt,temp(:,3),'-.',tt,
temp(:,4),'');
legend('T1','T2','T3','T4')
xlabel('tiempo[seg]')
ylabel('Temperatura[K]')
title('Temperatura_vs_Tiempo')
drawnow;

tf=ta;

j=j+1;
end
end
%% completar estructura
m.tt=tt;
m.rfase=rfase;
m.ffase=ffase;
m.volt=volt;
m.temp=temp;
m.drfase=drfase;
m.dffase=dffase;
m.mffase=mffase;
m.mrfase=mrfase;

m.len1=len1;
m.len2=len2;
m.param1=param1;
m.param2=param2;
m.data1=data1;
m.data2=data2;
%guardar
path_d='.\data\';
path_g='.\graficos\';
filename_d = ['datos_' datestr(t0,'yyyymmddTHMMSS')];
filename_g = ['graficos_' datestr(t0,'yyyymmddTHMMSS')];
save(strcat(path_d,filename_d), '-struct', 'm')
saveas(figure1,strcat(path_g,filename_g),'emf')
saveas(figure1,strcat(path_g,filename_g),'fig')
saveas(figure1,strcat(path_g,filename_g),'pdf')

%% cerrar conexiones y limpieza
fclose(s2);
delete(s2);
fclose( mso4000 );

delete(mso4000);

clear mso4000;
clear s2;
clear all;

```

Apéndice D

VOLTAJE

```
%% Script en MATLAB para medir tiempo de respuesta: voltaje vs fase

% inicializacion scope
clear all
clc
close all

final = 5;
paso= 0.01; % paso en segundos

m.paso=paso;
vendor = 'Agilent';
res = 'USB0::0x1AB1::0x04B1::DS4D155000061::INSTR'; % revisar
tiempo0=clock;
sfolder=datestr(tiempo0,'yyyymmddTHHMSS');
mkdir('.\data\',sfolder);
mso4000 = visa( vendor , res);

mso4000.InputBufferSize = 2048;

warning('off','all');

fopen(mso4000);

%inicializacion fuente
res2='TCPIP::169.254.1.5::INSTR';
RIGOL = instrfind('Type', 'visa-tcpip', 'RsrcName', res2, 'Tag', '');

% Create the VISA-TCPIP object if it does not exist
% otherwise use the object that was found.USB0::0x1AB1::0x04B1::DS4D155000061::INSTRTCPIP
      ::169.254.1.5::INSTR
if isempty(RIGOL)

    RIGOL = visa('AGILENT', res2);
else
    fclose(RIGOL);
    RIGOL = RIGOL(1)
end

% Connect to instrument object, obj1.
fopen(RIGOL);

v1=0:0.3:3.6;
v2=0:0.3:3.6;

CH1_OVP=4.0; %VOLT
CH1_OCP=1.0; %AMP
CH2_OVP=4.0; %VOLT
```

```

CH2_OCP=1.0; %AMP

fprintf(RIGOL, [':OUTP:OVP_CH1,ON']);
fprintf(RIGOL, [':OUTP:OVP_CH2,ON']);

fprintf(RIGOL, [':OUTP:OCP_CH1,ON']);
fprintf(RIGOL, [':OUTP:OCP_CH2,ON']);

fprintf(RIGOL, [':OUTPUT:OVP:VAL_CH1,' num2str(CH1_OVP)]);
fprintf(RIGOL, [':OUTPUT:OVP:VAL_CH2,' num2str(CH2_OVP)]);

fprintf(RIGOL, [':OUTPUT:OCP:VAL_CH1,' num2str(CH1_OCP)]);
fprintf(RIGOL, [':OUTPUT:OCP:VAL_CH2,' num2str(CH2_OCP)]);

fprintf(RIGOL, ':APPL_CH2,0.0,0.0');
for i=1:length(v1)
    t0=clock;
    tf=t0; % tiempo final relativo, incializacion
    %j=0; % indice
    t0str = datestr(t0); % tiempo en formato dd-mmm-yyyyHH:MM:SS
    m.t0=t0;
    m.t0str = t0str;
    fprintf(RIGOL, [':APPL_CH1,' num2str(v1(1,i)) ',0.5']);
    tt=[0]; % vector que contiene los tiempos para cada medicion
    fprintf(RIGOL, ':MEASure:VOLTage:DC?_CH1');
    v_ch1 = fscanf(RIGOL,'%e');
    vv1=[v_ch1];

    fprintf(mso4000, ':STOP');
    fprintf(mso4000, ':MEASure:FPHase?' ); % lectura visa flanco bajada inicial
    % desfases
    ffase=[fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

    fprintf(mso4000, ':MEASure:RPHase?' ); % lectura visa flanco subida inicial
    % desfases
    rfase=[fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

    fprintf(mso4000, ':MEASure:FPHase:SDEVIation?' ); % lectura visa flanco bajada inicial
    % desv desfases
    dfase=[fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

    fprintf(mso4000, ':MEASure:RPHase:SDEVIation?' ); % lectura visa flanco subida inicial
    % desv desfases
    drfase=[fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

    fprintf(mso4000, ':WAVeform:PREamble?');
    param=fscanf(mso4000, '%s');

    fprintf(mso4000, ':WAV:SOURce_CHAN1');
    fprintf(mso4000, ':WAV:MODE_NORM');
    %
    fprintf(mso4000, ':WAVeform:PREamble?');
    param1=fscanf(mso4000, '%s');
    fprintf(mso4000, ':WAV:DATA?');
    %
    [data1,len1]= fread( mso4000, 2048 );
    data1=data1';

    fprintf(mso4000, ':WAV:SOURce_CHAN2');

    fprintf(mso4000, ':WAV:MODE_NORMAL');
    fprintf(mso4000, ':WAVeform:PREamble?');
    param2=fscanf(mso4000, '%s');

    fprintf(mso4000, ':WAV:DATA?');

```

```

[data2,len2]= fread( mso4000,2048);
data2=data2';
%data2=fscanf(mso4000, '%s',100000);
fprintf(mso4000, ':RUN');

while(etime(tf,t0)<=final)

    ta = clock; % tiempo actual
    d_t=etime(ta,tf);
    if (d_t>=paso)
        tt=[tt;etime(ta,t0)];

        fprintf(RIGOL, ':MEASure:VOLTage:DC?_CH1');
        v_ch1 = fscanf(RIGOL,'%e');
        vv1=[vv1;v_ch1];

        fprintf(mso4000, ':STOP');
        fprintf(mso4000, ':MEASure:FPHase?' ); % lectura visa flanco bajada
        % desfases
        ffase=[ffase;fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

        fprintf(mso4000, ':MEASure:RPHase?' ); % lectura visa flanco subida
        % desfases
        rfase=[rfase;fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

        fprintf(mso4000, ':MEASure:FPHase:SDEviation?' ); % lectura visa flanco bajada
        % desfases
        dffase=[dffase;fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

        fprintf(mso4000, ':MEASure:RPHase:SDEviation?' ); % lectura visa flanco subida
        % desfases
        drfase=[drfase;fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

        %tf=ta;

        j=j+1;

        fprintf(mso4000, ':WAVeform:PREamble?');
        param1=fscanf(mso4000, '%s');
        param={param,param1};

        fprintf(mso4000, ':WAV:SOURce_CHAN1');
        fprintf(mso4000, ':WAV:MODE_NORM');
        %
        fprintf(mso4000, ':WAV:DATA?' );
        %
        [data11,len11]= fread( mso4000, 2048 );
        data1=[data1;data11'];
        len1=[len1,len11];

        fprintf(mso4000, ':WAV:SOURce_CHAN2');

        fprintf(mso4000, ':WAV:MODE_NORMAL');

        fprintf(mso4000, ':WAV:DATA?' );

        [data22,len22]= fread( mso4000,2048);
        %data2=fscanf(mso4000, '%s',100000);
        data2=[data2;data22'];
        len2=[len2,len22];
        fprintf(mso4000, ':RUN');

        tf=ta;

        j=j+1;
    end
end
m.tt=tt;

```

```

m.rfase=rfase;
m.ffase=ffase;

m.drfase=drfase;
m.dffase=dffase;

m.vv1=vv1;
m.len1=len1;
m.len2=len2;
m.param=param;
m.data1=data1;
m.data2=data2;
%guardar

path_d=['.\data\' sfolder '\'];
filename = ['datos_v1_' strep(num2str(v1(i)),'.','')];
save(strcat(path_d,filename), '-struct', 'm')
delete m;
clear m;
end
fprintf(RIGOL, ':APPL□CH1,0.0,0.0');
for i=1:length(v2)
    t0=clock;
    tf=t0; % tiempo final relativo, incializacion
    %j=0; % indice
    t0str = datestr(t0); % tiempo en formato dd-mmm-yyyyHH:MM:SS
    m.t0=t0;
    m.t0str = t0str;
    fprintf(RIGOL, [':APPL□CH2,' num2str(v2(1,i)) ',0.5']);
    tt=[0]; % vector que contiene los tiempos para cada medicion
    fprintf(RIGOL, ':MEASure:VOLTage:DC?□CH2');
    v_ch2 = fscanf(RIGOL,'%e');
    vv2=[v_ch2];

    fprintf(mso4000, ':STOP');

    fprintf(mso4000, ':MEASure:FPHase?'); % lectura visa flanco bajada inicial
    % desfases
    ffase=[fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

    fprintf(mso4000, ':MEASure:RPHase?'); % lectura visa flanco subida inicial
    % desfases
    rfase=[fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

    fprintf(mso4000, ':MEASure:FPHase:SDEVIation?'); % lectura visa flanco bajada inicial
    % desv desfases
    dffase=[fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

    fprintf(mso4000, ':MEASure:RPHase:SDEVIation?'); % lectura visa flanco subida inicial
    % desv desfases
    drfase=[fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

    fprintf(mso4000, ':WAVeform:PREamble?');
    param=fscanf(mso4000, '%s');

    fprintf(mso4000, ':WAV:SOURce□CHAN1');
    fprintf(mso4000, ':WAV:MODE□NORM');
    %
    fprintf(mso4000, ':WAVeform:PREamble?');
    param1=fscanf(mso4000, '%s');
    fprintf(mso4000, ':WAV:DATA?');
    %
    [data1,len1]= fread( mso4000, 2048 );
    data1=data1';

    fprintf(mso4000, ':WAV:SOURce□CHAN2');

    fprintf(mso4000, ':WAV:MODE□NORMAL');
    fprintf(mso4000, ':WAVeform:PREamble?');
    param2=fscanf(mso4000, '%s');

```

```

fprintf(mso4000, ':WAV:DATA?' );

[data2,len2]= fread( mso4000,2048);
data2=data2';
%data2=fscanf(mso4000, '%s',100000);
fprintf(mso4000, ':RUN');

while(etime(tf,t0)<=final)
    ta = clock; % tiempo actual
    d_t=etime(ta,tf);
    if (d_t>=paso)
        tt=[tt;etime(ta,t0)];

        fprintf(RIGOL, ':MEASure:VOLTage:DC?_CH2');
        v_ch1 = fscanf(RIGOL,'%e');
        vv2=[vv2;v_ch2];

        fprintf(mso4000, ':STOP');
        fprintf(mso4000, ':MEASure:FPHase?' ); % lectura visa flanco bajada
        % desfases
        ffase=[ffase;fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

        fprintf(mso4000, ':MEASure:RPHase?' ); % lectura visa flanco subida
        % desfases
        rfase=[rfase;fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

        fprintf(mso4000, ':MEASure:FPHase:SDEVIation?'); % lectura visa flanco bajada
        % desfases
        dffase=[dffase;fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

        fprintf(mso4000, ':MEASure:RPHase:SDEVIation?' ); % lectura visa flanco subida
        % desfases
        drfase=[drfase;fscanf( mso4000,'%e', 2048 )];

        %tf=ta;

        j=j+1;

        fprintf(mso4000, ':WAVEform:PREamble?');
        param1=fscanf(mso4000, '%s');
        param={param,param1};

        fprintf(mso4000, ':WAV:SOURce_CHAN1');
        fprintf(mso4000, ':WAV:MODE_NORM');
        %
        fprintf(mso4000, ':WAV:DATA?' );
        %
        [data11,len11]= fread( mso4000, 2048 );
        data1=[data1;data11'];
        len1=[len1,len11];
        fprintf(mso4000, ':WAV:SOURce_CHAN2');
        fprintf(mso4000, ':WAV:MODE_NORMAL');
        fprintf(mso4000, ':WAV:DATA?' );

        [data22,len22]= fread( mso4000,2048);
        %data2=fscanf(mso4000, '%s',100000);
        data2=[data2;data22'];
        len2=[len2,len22];
        fprintf(mso4000, ':RUN');

        tf=ta;

        j=j+1;
    end
end
m.tt=tt;
m.rfase=rfase;
m.ffase=ffase;

m.drfase=drfase;

```

```

m.dffase=dffase;

m.vv2=vv2;
m.len1=len1;
m.len2=len2;
m.param=param;
m.data1=data1;
m.data2=data2;
%guardar

path_d=['.\data\' sfolder '\'];
filename = ['datos_v2_' strep(num2str(v2(i)),'.','')];
save(strcat(path_d,filename), '-struct', 'm')
delete m;
clear m;
end

%% cerrar conexiones y limpieza
fclose( mso4000 );
delete(mso4000);
clear mso4000;
fclose( RIGOL );
delete(RIGOL);
clear RIGOL;
clear all;

```


Apéndice E

FILTRO

```
%% Código en MATLAB para filtraje agresivo de las fases
h=fdesign.lowpass('Fp,Fst,Ap,Ast',0.007,0.04,1,60);
%h=fdesign.lowpass('Fp,Fst,Ap,Ast',0.03,0.07,1,60);
d1 = design(h,'butter');
f_rfase1=filtfilt(d1.sosMatrix,d1.ScaleValues,rfase1);
f_ffase1=filtfilt(d1.sosMatrix,d1.ScaleValues,ffase1);

ttm1=NaN(size(tt1));
l1=length(tt1);
timel1=tt1(1);
for i=1:1:l1,
    if (tt1(i)>=timel1)
        ttm1(i)=tt1(i);
        timel1=timel1+37.1429;
    end
end

ttm2=NaN(size(tt2));
l2=length(tt2);
timel2=tt2(1);
for i=1:1:l2,
    if (tt2(i)>=timel2)
        ttm2(i)=tt2(i);
        timel2=timel2+37.1429;
    end
end

f_rfase2=filtfilt(d1.sosMatrix,d1.ScaleValues,rfase2);
f_ffase2=filtfilt(d1.sosMatrix,d1.ScaleValues,ffase2);
```

Apéndice F

ATANFIT

```
%% Código MATLAB, ajuste fases a curva a*atan(b*(x+c))+d
umbral=0.25;

largo2=floor(largo/2)+1;

hdf=fdesign.lowpass('Fp,Fst,Ap,Ast',0.003,0.02,1,60);

hd=fdesign.lowpass('Fp,Fst,Ap,Ast',0.007,0.04,1,60);
dd1 = design(hd,'butter');
ddf = design(hdf,'butter');

vm1=zeros(1,largo);
vm2=zeros(1,largo);

fm1=zeros(1,largo);
fm2=zeros(1,largo);

t0=0:dt:(dt*(largo-1));
tf=dt:dt:(dt*largo);
l=length(t0);

%% v2=0

ind0=ones(1,1);
indf=ones(1,1);
j=1;
for i=1:l
    ind0(i)=j;
    while(tt1(j)<tf(i)) %%es tt1(j)>=tf(i)
        indf(i)=j;
        j=j+1;
    end
end

indf(1)=length(tt1);
vm1(1)=mean(vv1(ind0(1):indf(1)));

rfasenf=filtfilt(ddf.sosMatrix,ddf.ScaleValues,rfase1(ind0(1):indf(1)));
ffasenf=filtfilt(ddf.sosMatrix,ddf.ScaleValues,ffase1(ind0(1):indf(1)));
fasenf=mean([rfasenf ffasenf],2);

fm1(1)=mean(fasenf);

timet1=zeros(1,largo-1);
for nnn=2:l:largo,
    ttn=tt1(ind0(nnn):indf(nnn));
    %fasenf=rfase1(ind0(nnn):indf(nnn));
    %mfasenf=mean([rfase1 ffase1],2);
end
```

```

%fasen=ffase1(ind0(nnn):indf(nnn));
largot=length(ttn);
expr=['a*atan(b*(x-' num2str(min(ttn)) ')'+c)];
fitt = fitttype(expr);
options1 = fitoptions(fitt);
fasem=mean([rfase1(ind0(nnn):indf(nnn)) ffase1(ind0(nnn):indf(nnn))],2);

if (nnn>largo2)
lmin=-2*(max(fasem)-min(fasem))/pi;
lmax=lmin/10;

options1.Lower = [lmin 0 10];
options1.Upper = [lmax Inf Inf];
options1.StartPoint = [lmax 1 10];
else
lmax=2*(max(fasem)-min(fasem))/pi;
lmin=lmax/10;

options1.Lower = [lmin 0 10];
options1.Upper = [lmax Inf Inf];
options1.StartPoint = [lmin 1 10];
end

options2.MaxFunEvals=10000;%200000;
%
options2.MaxIter=10000;%200000;
options2.TolFun=1e-9;
options2.TolX=1e-9;

rfasenf=filtfilt(ddf.sosMatrix,ddf.ScaleValues,rfase1(ind0(nnn):indf(nnn)));
ffasenf=filtfilt(ddf.sosMatrix,ddf.ScaleValues,ffase1(ind0(nnn):indf(nnn)));
fasenf=mean([rfasenf ffasenf],2);

[fito,gof]=fit(ttn,fasenf,fitt,options1);
gof.rmse;
ttni = ttn.';
fitoi=fito(ttni);

der=diff(fitoi)./diff(ttn);
der2=diff(der)./diff(ttn(2:end));

dera=abs(der);
iamax=find(dera==max(dera));
udera=(max(dera)-min(dera))*umbral+min(dera);
it=1;
for jk=iamax(1):1:largot-1,
    if (dera(jk)<=umbral)
        it=jk;
        break;
    end
end
vm=vv1(ind0(nnn):indf(nnn));
vm1(nnn)=mean(vm(it:end));
fm1(nnn)=mean(fasenf(it:end));

timet1(nnn-1)=ttn(it)-ttn(1);
end

%% v1=0
ind0=ones(1,1);
indf=ones(1,1);
j=1;
for i=1:1:l
    ind0(i)=j;
    while(tt2(j)<tf(i)) %yes tt1(j)>=tf(i)
        indf(i)=j;
        j=j+1;
    end
end

```

```

end
indf(1)=length(tt2);

vm2(1)=mean(vv2(ind0(1):indf(1)));

rfasenf=filtfilt(ddf.sosMatrix,ddf.ScaleValues,rfase2(ind0(1):indf(1)));
ffasenf=filtfilt(ddf.sosMatrix,ddf.ScaleValues,ffase2(ind0(1):indf(1)));
fasenf=mean([rfasenf ffasenf],2);

fm2(1)=mean(fasenf);

timet2=zeros(1,largo-1);
for nnn=2:1:largo,
ttn=tt2(ind0(nnn):indf(nnn));
largot=length(ttn);
expr=['a*atan(b*(x-' num2str(min(ttn)) ')'+c'];
fitt = fittype(expr);
options2 = fitoptions(fitt);
fasem=mean([rfase2(ind0(nnn):indf(nnn)) ffase2(ind0(nnn):indf(nnn))],2);

if (nnn<=largo2)
lmin=-2*(max(fasem)-min(fasem))/pi;
lmax=lmin/10;

options2.Lower = [lmin 0 10];
options2.Upper = [lmax Inf Inf];
options2.StartPoint = [lmax 1 10];
else
lmax=2*(max(fasem)-min(fasem))/pi;
lmin=lmax/10;

options2.Lower = [lmin 0 10];
options2.Upper = [lmax Inf Inf];
options2.StartPoint = [lmin 1 10];
end

options2.MaxFunEvals=10000;%200000;
%
options2.MaxIter=10000;%200000;
options2.TolFun=1e-9;
options2.TolX=1e-9;

rfasenf=filtfilt(ddf.sosMatrix,ddf.ScaleValues,rfase2(ind0(nnn):indf(nnn)));
ffasenf=filtfilt(ddf.sosMatrix,ddf.ScaleValues,ffase2(ind0(nnn):indf(nnn)));
fasenf=mean([rfasenf ffasenf],2);

[fito,gof]=fit(ttn,fasenf,fitt,options2);
gof.rmse;
ttni = ttn.';
fitoi=fito(ttni);

der=diff(fitoi)./diff(ttn);
der2=diff(der)./diff(ttn(2:end));
dera=abs(der);
iamax=find(dera==max(dera));
udera=(max(dera)-min(dera))*umbral+min(dera);
it=1;
for jk=iamax(1):1:largot-1,
if (dera(jk)<=umbral)
it=jk;
break;
end
end

vm=vv2(ind0(nnn):indf(nnn));
vm2(nnn)=mean(vm(it:end));
fm2(nnn)=mean(fasenf(it:end));

timet2(nnn-1)=ttn(it)-ttn(1);

```

```

end

%% resultados

figure(tr)

subplot(3,2,sp)
plot(timet1,'b-^')
hold on
plot(timet2,'r-v')

if ((max(timet1)>10 )|| (max(timet2)>10))
    ytt=0:3:15;
else
    ytt=0:2:10;
end

ce={};
for i=1:1:(largo2-1),
    ce=[ce ['' num2str(pv*(i-1)) '->' num2str(pv*i)]];
end

for i=1:1:(largo2-1),
    ce=[ce ['' num2str((largo2-i)*pv) '->' num2str((largo2-i-1)*pv)]];
end

set(gca,'ytick',ytt)
set(gca,'xtick',1:1:(largo-1))
set(gca,'xticklabel',ce)
set(gca,'fontsize',6.5)
lt(sp(1))=legend('v2=0','v1=0');
set(lt(sp(1)),'FontSize',6.5)%, 'position',[0 0 0.2 0.2])

rotateXLabels(gca, 45 )

xlabel('Cambios de Voltaje [V]', 'FontSize', 10)
ylabel('Tiempo [seg]', 'FontSize', 10)
title(['Tiempos de Respuesta a cambios de Voltaje' st], 'FontSize', 12, ...
    'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Times')
xlim([1 (largo-1)])
grid on
set(gca,'XGrid','on','YGrid','off','ZGrid','off')
hold off

figure(fv)

subplot(3,2,sp)
plot(vm1(1:largo2),fm1(1:largo2),'b-^')
hold on
plot(vm1(largo2:end),fm1(largo2:end),'r-v')

plot(vm2(1:largo2),fm2(1:largo2),'m->')

plot(vm2(largo2:end),fm2(largo2:end),'g-<')
set(gca,'ytick',50:20:150)
xlabel('Voltaje [V]')
ylabel('Fase [°]')
lf(sp(1))=legend('v2=0, v1 subiendo', 'v2=0, v1 bajando', 'v1=0, v2 subiendo', 'v1=0, v2 bajando');
set(lf(sp(1)),'FontSize',6.5)%, 'position',[0 0 0.2 0.2])
title(['Fase vs Voltaje' st], 'FontSize', 12, ...
    'FontWeight', 'bold', 'FontName', 'Times')
set(gca,'XGrid','on','YGrid','off','ZGrid','off')
hold off

```

Apéndice G

TRESPLOTS

%% Programa en MATLAB que calcula y grafica los tiempos de respuesta y fase vs voltaje

```
close all
clear all
```

```
tr=figure(1);
lt=zeros(1,5);
lf=zeros(1,5);
```

% caso 1

```
load('C:\Users\roberto\Documents\TRABAJO_ROBERTO_ROMAN\tiempo_respuesta\
resultados_fase_voltaje_tiempo_respuesta\pv_06_dt_40\datos_v1v2_pv_06_dt_40.mat')
filtro
dt=40; % diferencia de tiempo entre pasos
pv=0.6;
largo=13;
sp=1;
st='(\Delta V=0,6V;\Delta t=40seg)';
atanfit
```

% caso 2

```
load('C:\Users\roberto\Documents\TRABAJO_ROBERTO_ROMAN\tiempo_respuesta\
resultados_fase_voltaje_tiempo_respuesta\pv_04_dt_40\datos_v1v2_pv_04_dt_40.mat')
filtro
dt=40; % diferencia de tiempo entre pasos
pv=0.4;
largo=19;
sp=2;
st='(\Delta V=0,4V;\Delta t=40seg)';
atanfit
```

% caso 3

```
load('C:\Users\roberto\Documents\TRABAJO_ROBERTO_ROMAN\tiempo_respuesta\
resultados_fase_voltaje_tiempo_respuesta\pv_02_dt_20\datos_v1v2_pv_02_dt_20.mat')
filtro
dt=20; % diferencia de tiempo entre pasos
pv=0.2;
largo=37;
sp=3;
st='(\Delta V=0,2V;\Delta t=20seg)';
atanfit
```

% caso 5

```
load('C:\Users\roberto\Documents\TRABAJO_ROBERTO_ROMAN\tiempo_respuesta\
resultados_fase_voltaje_tiempo_respuesta\pv_06_dt_30_o2_o4\datos_v1v2_pv_06_dt_30.mat')
filtro
dt=30; % diferencia de tiempo entre pasos
pv=0.6;
largo=13;
```

```

sp=4;
st='(\Delta V=0,6V;\Delta t=30seg) Salidas 2y4 QH';
atanfit

% caso 4
load('C:\Users\roberto\Documents\TRABAJO_ROBERTO_ROMAN\tiempo_respuesta\
      resultados_fase_voltaje_tiempo_respuesta\pv_01_dt_10\datos_v1v2_pv_01_dt_10.mat')
filtro
dt=10; % diferencia de tiempo entre pasos
pv=0.1;
largo=73;
sp=[5 6];
st='(\Delta V=0,1V;\Delta t=10seg)';
atanfit

figure(tr)
spaceplots(tr,[0 0.025 0.02 0.08],[.04 .09]);

```

Apéndice H

RIGOLPLOT

```
%% Código en MATLAB para prueba 2 scope rigol
close all
ttm=NaN(size(tt));
l=length(tt);
timel=tt(1);
for i=1:l,
    if (tt(i)>=timel)
        ttm(i)=tt(i);
        timel=timel+271;
    end
end
corre
tmean=mean(temp,2);
%screen_size = get(0, 'ScreenSize');
figure01=figure('units','normalized','outerposition',[0 0 1 1]);
%set(figure01, 'Position', [0 0 screen_size(3) screen_size(4) ] );

subplot(2,2,1);plot(tt,faset,'r')

xlabel('tiempo [seg]')
ylabel('Fase [°]')
title('Fase (correlación cruzada) vs tiempo')

subplot(2,2,2);plot(tt,ffase,'b')

xlabel('tiempo [seg]')
ylabel('Fase [°]')
title('Fase (flanco de bajada) vs tiempo')

subplot(2,2,3);plot(tt,rfase,'g')

xlabel('tiempo [seg]')
ylabel('Fase [°]')
title('Fase (flanco de subida) vs tiempo')

subplot(2,2,4);

plot(tt,temp(:,1),'r')
hold on
p1=plot(ttm,temp(:,1),'r-');

plot(tt,temp(:,2),'b')
p2=plot(ttm,temp(:,2),'b-o');

plot(tt,temp(:,3),'g')
p3=plot(ttm,temp(:,3),'g-v');

plot(tt,temp(:,4),'y')
```



```

p4=plot(ttm,temp(:,4),'y-s');

plot(tt,tmean,'k')
p5=plot(ttm,tmean,'k->');

legend([p1 p2 p3 p4 p5],{'Lecturas_Temperaturas_Termistor_1','Lecturas_Temperaturas_
Termistor_2',...
'Lecturas_Temperaturas_Termistor_3','Lecturas_Temperaturas_Termistor_4', 'Temperatura_
media'})
xlabel('Tiempo[seg]')
ylabel('Temperatura[K]')
title('Temperaturas_vs_Tiempo')
spaceplots('figure01',[0 0 0 0], [.01 .02]);
hold off

% graficos allan

%mean rate

ratet=(tt(end) - tt(1))/(length(tt)-1);
rate=1/ratet;

te=[1/rate:1/rate:11,13/rate,20/rate:10/rate:100,150/rate,175/rate,200/rate,250/rate:100/
rate:1000,1250/rate];

%volt_a=num_data(:,5);

%d1.freq=volt_a;
%d1.rate=rate; %average sampling rate

df.freq=ffase;
df.rate=rate; %average sampling rate

dr.freq=rfase;
dr.rate=rate; %average sampling rate

dt.freq=faset;
dt.rate=rate; %average sampling rate

[RETVALf, Sf, ERRORBf, TAUf]=allan_overlap(df,te,'Falling_Edge');
[RETVALr, Sr, ERRORBr, TAUr]=allan_overlap(dr,te,'Rising_Edge');
[RETVALt, St, ERRORBt, TAUt]=allan_overlap(dt,te,'Cross-correlation');

%v=allan_overlap(d);

% Create figure
figure1 = figure;

% Create axes
axes1 = axes('Parent',figure1,'YScale','log','YMinorTick','on',...
'YMinorGrid','on',...
'XScale','log',...
'XMinorTick','on',...
'XMinorGrid','on');
box(axes1,'on');
grid(axes1,'on');
hold(axes1,'all');

% Create title
title('Allan_deviation_with_overlapping_estimate');

% Create errorbar
errorbar(TAUf,RETVALf,ERRORBf,'b-v');
hold on
errorbar(TAUr,RETVALr,ERRORBr,'g-^');
errorbar(TAUt,RETVALt,ERRORBt,'r-s');
% Create xlabel
xlabel('averaging_time\tau[s]');

```

```
% Create ylabel  
ylabel('\sigma_y(\tau)');  
legend('Flanco de Bajada', 'Flanco de Subida', 'Correlacion Cruzada')  
hold off
```