

Universidad de Concepción

Facultad de ingeniería
Departamento ingeniería eléctrica



Concepto del circuito IF para los receptores heterodinos de primera luz del radiotelescopio LCT

POR

Camilo Alejandro Escalona Fica

Memoria de título presentada a la facultad de ingeniería de la Universidad de Concepción para optar al título profesional de Ingeniero Civil en Telecomunicaciones

Rodrigo Reeves D.
Sergio Sobarzo G.
Luis Arias P.

Concepción, Marzo 2022

© 2022, Camilo Alejandro Escalona Fica.

Se autoriza la reproducción total o parcial, con fines académicos, por cualquier medio o procedimiento, incluyendo la cita bibliográfica del documento.

A mi madre, mi padre y hermana, quienes con su infinita paciencia y amor me han acompañado durante este largo camino.

Agradecimientos

En primer lugar, quiero agradecer al profesor Rodrigo Reeves D. quien me apoyó durante todo el desarrollo de esta memoria de título y siempre estuvo dispuesto a otorgar cualquier herramienta o conocimiento en pos de lograr un mejor trabajo.

A David Arroyo R. por su apoyo en la revisión de gran parte de este documento y por ser quien me presento la oportunidad de trabajar en este proyecto.

A Miguel Martínez L. y Rafael Rodríguez O. que muchas veces me orientaron y dieron ideas de como seguir con el desarrollo del proyecto, además de su preocupación y buena disposición a resolver cualquier duda que pudiese haber tenido.

A Gonzalo Burgos F. por su orientación y ayuda en gran parte de la actividad experimental expuesta en el documento.

A mi familia y amigos, que sin su apoyo y amor definitivamente no hubiese llegado a este punto de la carrera.

Y finalmente a mis compañeros de carrera que siempre estuvieron dispuestos a entregarme una palabra de aliento cuando más la necesitaba.

Resumen

Este trabajo presenta el estudio de una de las opciones a utilizar para el desarrollo del diseño del circuito IF del proyecto LCT. Dicha opción corresponde al sub muestreo de señales mediante el concepto de zonas de Nyquist y como esto afecta al diseño de un circuito IF que por entrada tiene dos señales en la banda de 0-10[GHz] y por salida debe cumplir con ocho señales en diferentes bandas de 2.5[GHz] de ancho de banda para ser muestreadas cada una a una tasa de 5[GSPS].

Para el desarrollo del proyecto se realiza el estudio del diseño actual del procesador IF y se exponen las razones por las cuales los nuevos requerimientos establecidos para el proyecto no son superados por el circuito actual. Luego de esto se realiza un análisis acerca de las características que debe tener el nuevo procesador IF para cumplir con dichos requerimientos y cuáles son las opciones disponibles para establecer un diseño conceptual que cumpla con la función de acondicionamiento de las señales de entrada de forma correcta.

Como se mencionó, también se lleva a cabo un estudio del concepto de zonas de Nyquist y como este se aplica a este proyecto en específico, además de una actividad experimental que tiene por objetivo la obtención y análisis de resultados reales a partir de la digitalización de señales análogas bajo esta configuración.

Finalmente, en base a este concepto se propone un diseño conceptual del procesador IF en base a etapas de amplificación, división y filtrado de señales y se verifica su funcionamiento mediante simulación.

Índice

Agradecimientos	4
Resumen	5
Índice de figuras	8
Nomenclatura	11
Abreviaciones	12
1. Introducción	13
1.1. Descripción del sistema actual	14
1.1.1. Introducción	14
1.1.2. Front-end analógico	16
1.1.3. Procesador IF	17
1.1.4. Back-end digital	17
1.1.5. Proyecto LCT	20
1.2. Definición del problema	21
1.2.1. Introducción	21
1.2.2. Objetivo general	21
1.2.3. Objetivos específicos	21
1.2.4. Alcances y limitaciones	21
1.2.5. Metodología	22
2. Desarrollo	23
2.1. Procesador IF	23
2.1.1. Introducción	23
2.1.2. Diseño actual del Procesador IF	23
2.1.3. Simulación del actual procesador IF	26
2.2. Requerimientos	31
2.2.1. Introducción	31
2.2.2. Cambio de arquitectura DSB a 2SB	31
2.2.3. Nuevo ancho de banda y tarjeta digitalizadora	34
2.2.4. Listado de requerimientos	34
2.2.5. Análisis de opciones que respondan a los requerimientos	35
2.3. Zonas de Nyquist	37
2.3.1. Introducción	37
2.3.2. Digitalización	37
2.3.3. Teoría de Zonas de Nyquist	38
2.3.4. Análisis en zonas de Nyquist para el procesador IF del LCT	40
2.3.5. Experimentación y análisis	44
2.4. Diseño conceptual del procesador IF	58
2.4.1. Introducción	58
2.4.2. Diseño conceptual propuesto	58
2.4.3. Aislador de potencia	58
2.4.4. Filtros	59
2.4.5. Amplificadores	62
2.4.6. Divisores de potencia	62
2.4.7. Simulación del diseño propuesto	62

3. Conclusión	67
4. Bibliografía	68

Índice de figuras

1.	Sistema óptico del CSO	14
2.	Estructura del CSO. (Fuente: , J. w. Kooi, et al, “ <i>Heterodyne Instrumentation Upgrade at the Caltech Submillimeter Observatory</i> ”[18])	15
3.	Transmitancia de la atmósfera de Mauna Kea. (Fuente: J. W. Kooi (2008) “ <i>Advanced Receivers for Submillimeter and Far Infrared Astronomy</i> ” [19])	15
4.	Funcionamiento del oscilador local (Fuente: <i>AWR Corporation. (2020) Automatic Workload Repository 2020</i> . Versión V15.04. Estados Unidos.) [10]	16
5.	Sistema interno de uno de los criostatos del CSO: (a) Reflexión interna de la señal RF hacia el mixer. (b) Inyección por medio de guía de onda de la señal generada por el oscilador local. (Fuente: Jacob W. Kooi, et al (2014). “ <i>Performance of the Caltech Submillimeter Observatory Dual-Color 180-720 GHz Balanced SIS Receivers</i> ” [2].)	17
6.	Tarjeta digitalizadora AC240. En la parte alta se muestran las dos entradas analógicas para la señal IF en rangos de 0-1[GHz], además de una entrada para el reloj y la interfaz de control del sistema. En la parte inferior se muestra el PCIbus para la salida de los datos. A la derecha se puede ver la FPGA XILINX VirtexII Pro70. (Fuente: Bernd Klein (2007). “ <i>CSO-FFTS A fast fourier transform spectrometer for the CSO</i> ”[8].)	18
7.	Tarjeta IRIG-B/Blank-Sync. (Fuente: Bernd Klein (2007). “ <i>CSO-FFTS A fast fourier transform spectrometer for the CSO</i> ”[8].)	18
8.	Diagrama de bloques del procesamiento FFT en tiempo real. (Fuente: Bernd Klein (2007). “ <i>CSO-FFTS A fast fourier transform spectrometer for the CSO</i> ”[8].)	19
9.	Procesador IF del CSO (abajo) y la unidad de suministro de energía del mismo (arriba). (Fuente: Christoph Kasemann (2007) “ <i>CSO-FFTS IF Processor design description</i> ”, Alemania. [4])	23
10.	Selección de entrada con el aislador y el filtro pasa banda. (Fuente: Christoph Kasemann (2007) “ <i>CSO-FFTS IF Processor design description</i> ”, Alemania. [4])	24
11.	Diagrama de bloques de la primera y segunda etapa de conversión de frecuencia. (Fuente: Christoph Kasemann (2007) “ <i>CSO-FFTS IF Processor design description</i> ”, Alemania. [4])	24
12.	Salida final del procesador IF de 0-1[GHz]. (Fuente: Christoph Kasemann (2007) “ <i>CSO-FFTS IF Processor design description</i> ”, Alemania. [4])	25
13.	Fuente de ruido para calibración y testeo del sistema. (Fuente: Christoph Kasemann (2007) “ <i>CSO-FFTS IF Processor design description</i> ”, Alemania. [4])	25
14.	Posición de los cuatro MPROBE’s en la primera etapa	26
15.	Componentes frecuenciales de las señales medidas por los diferentes MPROBE en la primera etapa del circuito	27
16.	Posición de los cuatro MPROBE’s en la segunda etapa	28
17.	Componentes frecuenciales de las señales medidas por los diferentes MPROBE en la segunda etapa del circuito	28
18.	Posición de los cuatro MPROBE’s en la tercera etapa	29
19.	Componentes frecuenciales de las señales medidas por los diferentes MPROBE en la tercera etapa del circuito	30
20.	Arquitectura DSB. (Fuente: J. W. Kooi (2008) “ <i>Advanced Receivers for Submillimeter and Far Infrared Astronomy</i> ” Universidad de Groningen [19].)	31
21.	Arquitectura 2SB. (Fuente: J. W. Kooi (2008) “ <i>Advanced Receivers for Submillimeter and Far Infrared Astronomy</i> ” Universidad de Groningen [19].)	32
22.	Arquitectura DSB vs 2SB. (Fuente: J. W. Kooi (2008) “ <i>Advanced Receivers for Submillimeter and Far Infrared Astronomy</i> ” Universidad de Groningen [19].)	33

23.	Arquitectura de Morgan and Fisher para 2SB con híbrido digital. (Fuente: Ricardo F. et al. (2013). “ <i>A calibrated digital sideband separating spectrometer for radio astronomy applications</i> ” Publications of the Astronomical Society of the Pacific [16].)	33
24.	Diagrama de bloques del circuito IF con el uso de mezcladores	35
25.	Diagrama de bloques del circuito IF con el uso de Zonas de Nyquist	36
26.	Señal a muestrear $x(t)$ y tren de pulsos $p(t)$	37
27.	Aliasing entre la frecuencia de la señal f_a y la frecuencia de muestreo f_s (Fuente: Walt Kester, “ <i>What the Nyquist Criterion Means to Your Sampled Data System Design</i> ” Analog Devices.)	38
28.	Representación del ancho de banda de una señal (Fuente: Javier Martínez G. (2010). “ <i>Model behaviour of future optical wireless networks</i> ”.(Tesis). Universidad autónoma de Madrid. España.)	39
29.	Zonas de Nyquist (Fuente: Javier Martínez G. (2010). “ <i>Model behaviour of future optical wireless networks</i> ”.(Tesis). Universidad autónoma de Madrid. España.)	39
30.	Espectros de las Zonas de Nyquist (Fuente: Walt Kester, “ <i>What the Nyquist Criterion Means to Your Sampled Data System Design</i> ” Analog Devices.)	40
31.	Espectros de las Zonas de Nyquist para el proyecto LCT	40
32.	Zonas de Nyquist para el proyecto LCT	41
33.	Señal pasa banda con frecuencia carrier de 8.75[GHz] y ancho de banda B de 2.5[GHz]	42
34.	$k = \frac{F_H}{B} = 4$	42
35.	Señal pasa banda de 7.5-10[GHz] en el rango bajo de frecuencia de la segunda zona de Nyquist	43
36.	Señal pasa banda de 7.5-10[GHz] en el rango alto de frecuencia de la segunda zona de Nyquist	43
37.	Señal pasa banda de 7.5-10[GHz] en el rango bajo de frecuencia de la tercera zona de Nyquist	43
38.	Señal pasa banda de 7.5-10[GHz] en el rango alto de frecuencia de la tercera zona de Nyquist	44
39.	Instrumentos utilizados en la actividad experimental. a) Roach 2. b) Sintetizador de señales “MXG Analog Signal Generator N5183B”. c) Sintetizador de señales “Signal generator 2024”. d) PC de escritorio.	45
40.	a) Carga de 50[Ω]. b) Atenuador de 4[dB]	46
41.	Gráfica de los tonos generados en las primeras cuatro zonas de Nyquist en relación a una frecuencia de muestreo F_s de 3.2[GHz].”	46
42.	a) Tono de 150[MHz] digitalizado a una frecuencia de muestreo de 3200[MHz]. b) Piso de ruido del digitalizador a una frecuencia de muestreo de 3200[MHz].	47
43.	Distribución de la señal de entrada en frecuencia de uno de los dos ADC que posee la “Roach 2” (Fuente: Casper. (2010) “ <i>E2V EV8AQ160 QUAD ADC</i> ”)	48
44.	Desfase de la señal de entrada de uno de los dos ADC que posee la “Roach 2” (Fuente: Casper. (2010) “ <i>E2V EV8AQ160 QUAD ADC</i> ”)	48
45.	Piso de ruido teórico del espectrómetro “Roach 2”	50
46.	Comparación del aumento de potencia presentado por el armónico de interés (línea azul) y el tono espurio (línea roja) de acuerdo a un barrido de potencia en la señal inyectada en las primeras cuatro zonas de Nyquist. a) Potencia para un tono de 1300[MHz]. b) Potencia para un tono de 2900[MHz]. c) Potencia para un tono de 4500[MHz]. d) Potencia para un tono de 6100[MHz].	51
47.	Resultados de la digitalización a 3200[MSPS] de los 10 tonos en cada Zona de Nyquist. a) Tonos digitalizados en la primera zona de Nyquist. b) Tonos digitalizados en la segunda zona de Nyquist. c) Tonos digitalizados en la tercera zona de Nyquist. d) Tonos digitalizados en la cuarta zona de Nyquist.	53
48.	Potencias espectrales correspondientes a los 10 tonos de prueba luego de la digitalización a 3200[MSPS] en cada Zona de Nyquist.	55

49.	Potencias espectrales correspondientes a los 10 tonos espurios luego de la digitalización a 3200[MSPS] en cada Zona de Nyquist.	55
50.	Potencias espectrales correspondientes a los 10 tonos de prueba y sus respectivos tonos espurios luego de la digitalización a 3200[MSPS] en cada Zona de Nyquist. a) Potencia del armónico principal y el tono espurio en la primera zona de Nyquist. b) Potencia del armónico principal y el tono espurio en la segunda zona de Nyquist. c) Potencia del armónico principal y el tono espurio en la tercera zona de Nyquist. d) Potencia del armónico principal y el tono espurio en la cuarta zona de Nyquist.	56
51.	Diseño conceptual propuesto	58
52.	Respuesta de filtros Butterworth, Chevyshev y Bessel. a) Pasa-bajo de 2.5[GHz]. b) Pasa-banda de 2.5-5.0[GHz]. c) Pasa-banda de 5.0-7.5[GHz]. d) Pasa-alto de 7.5[GHz].	60
53.	Curva del filtro pasa-bajo de 10[GHz] que define la banda	61
54.	Curvas que definen los filtros de ancho de banda de 2.5[GHz]	61
55.	Simulación del diseño conceptual propuesto	63
56.	Señales de entrada y salida de los divisores de potencia.	63
57.	Señales de salida del primer filtro luego de los divisores de potencia. a) Señal 1 de 0-2.5[GHz]. b) Señal 2 de 2.5-5.0[GHz]. c) Señal 3 de 5.0-7.5[GHz]. d) Señal 4 de 7.5-10[GHz].	64
58.	Señales de salida del primer filtro luego de los divisores de potencia. a) Señal 1 de 0-2.5[GHz]. b) Señal 2 de 2.5-5.0[GHz]. c) Señal 3 de 5.0-7.5[GHz]. d) Señal 4 de 7.5-10[GHz].	65

Nomenclatura

- Hz: Hertz, unidad de frecuencia.
- MHz: Megahertz, unidad de frecuencia de exponente 6.
- GHz: Gigahertz, unidad de frecuencia de exponente 9.
- GSPS: Giga Samples Per Second, tasa de muestreo.
- dB: Unidad de potencia relativa.
- dBm: Unidad de potencia relativa respecto a 1 milliwatt.
- m: Metros, unidad de distancia.
- km: Kilometros, unidad de distancia de exponente 3.
- Ohm: Unidad de resistencia.

Abreviaciones

- ADC: Analog to Digital Converter
- ALMA: Atacama Large Millimeter Array
- APEX: Atacama Pathfinder Experiment
- BPF: Band pass filter
- Caltech: Instituto de Tecnología de California
- CePIA: Centro Para La Instrimentacion Astronómica
- CSO: Caltech Submillimeter Observatory
- DMA: memory access mode
- DSB: Modulación de doble banda lateral
- FFTS: Transformada rápida de fourier
- FPGA: Field Programmable Gate Arrays
- IF: Frecuencia intermedia
- LCT: Leighton Chajnantor Telescope
- LPF: Low pass filter
- LO: Oscilador local
- PC: Personal Computer
- RF: Radio frecuencia
- SCPI: Standard Commands for Programmable Instruments
- SSB: Modulación de banda unica
- Udec: Universidad de Concepción
- VLT: Very Large Telescope
- XILINX: Empresa creadora de los FPGA
- 2SB: Modulación de separación de banda lateral
- ShNU: Universidad Normalista de Shanghai, China

1. Introducción

Desde sus inicios, y más aún en la actualidad, el rol de la ingeniería en la ciencia juega un papel fundamental, ya que es por medio de esta que se pueden llevar a cabo hazañas tecnológicas en pos del entendimiento del mundo y universo en el que vivimos. Es así como una de estas ciencias es la astronomía, la cual por medio de la astro ingeniería es capaz de realizar observaciones de cuerpos celestes a cientos de años luz de distancia.

Un ejemplo de ingeniería aplicada a la astronomía es el proyecto ALMA, el cual corresponde a un arreglo de 66 antenas en directo apuntamiento hacia el cielo, ubicado a 5000[m] de altura. Dicho proyecto funciona en base a la técnica de la interferometría y se encarga de estudiar el universo en ondas milimétricas y sub-milimétricas. Otro gran exponente de las aplicaciones de la ingeniería en la astronomía, esta vez en el rango óptico, es el VLT, ubicado en Cerro Paranal a 2635[m] de altura. Este proyecto consta de cuatro Telescopios Unitarios (UT) con espejo primario de 8,2 metros de diámetro más cuatro Telescopios Auxiliares (AT) móviles de 1,8[m] de diámetro.

Es en este contexto en el cual a fines de 2016, por parte de el Instituto de Tecnología de California (Caltech), la Universidad Normalista de Shanghai, China (ShNU) y la Universidad de Concepción (UdeC), se da inicio al proyecto *Leighton Chajnantor Telescope* (LCT), siendo esta ultima institución, representada por el director del Centro Para la Instrumentación Astronómica (CePIA), el profesor Rodrigo Reeves Diaz. Dicho proyecto consiste en el traslado, refaccionamiento y re-comisionamiento del radiotelescopio *Caltech Submillimeter Observatory* (CSO), actualmente ubicado en el monte de Mauna Kea, Hawaii, EEUU, al Llano de Chajnantor, Altiplano Chileno, lugar que destaca por sus condiciones climáticas para la observación astronómica.

Con este radiotelescopio, que tiene un sistema de recepción heterodino *Double Side Band* (DSB) y que cuenta con un plato de 10.4 metros, se espera realizar mapeos de cielo profundo en el rango milimétrico y sub milimétrico, específicamente en cuatro bandas de recepción, las cuales en su total completan la banda de 180[GHz] a 720[GHz].

Una de las optimizaciones que se le deben realizar al instrumento es el procesador IF, etapa posterior al *Front-end* analógico y previa al *Back-end* digital y es precisamente de esta etapa sobre la cual estará basada esta memoria de título. En este proyecto se utilizará la amplia gama de herramientas que entrega la ingeniería con fines científicos, específicamente en el área de la instrumentación astronómica, la cual es de suma importancia para el estudio del universo.

1.1. Descripción del sistema actual

1.1.1. Introducción

La observación astronómica en ondas de radio, desde que la radiación llega a la antena hasta que la información es finalmente entregada en el formato esperado a los científicos, es un proceso complejo que requiere del funcionamiento en conjunto de diferentes módulos.

El CSO no es una excepción a esto, contando con una serie de sistemas que hacen posible su funcionamiento. Este radiotelescopio cuenta con una óptica Cassegrain-Nasmyth que posee un reflector primario el cual refleja la radiación recibida en un espejo secundario convexo ubicado cerca del foco. La potencia reflejada en el secundario es nuevamente reflejada hacia una serie de espejos que hacen llegar la señal a una cabina que tiene la capacidad de albergar uno de los dos receptores duales que posee el CSO a la vez (figura 1).

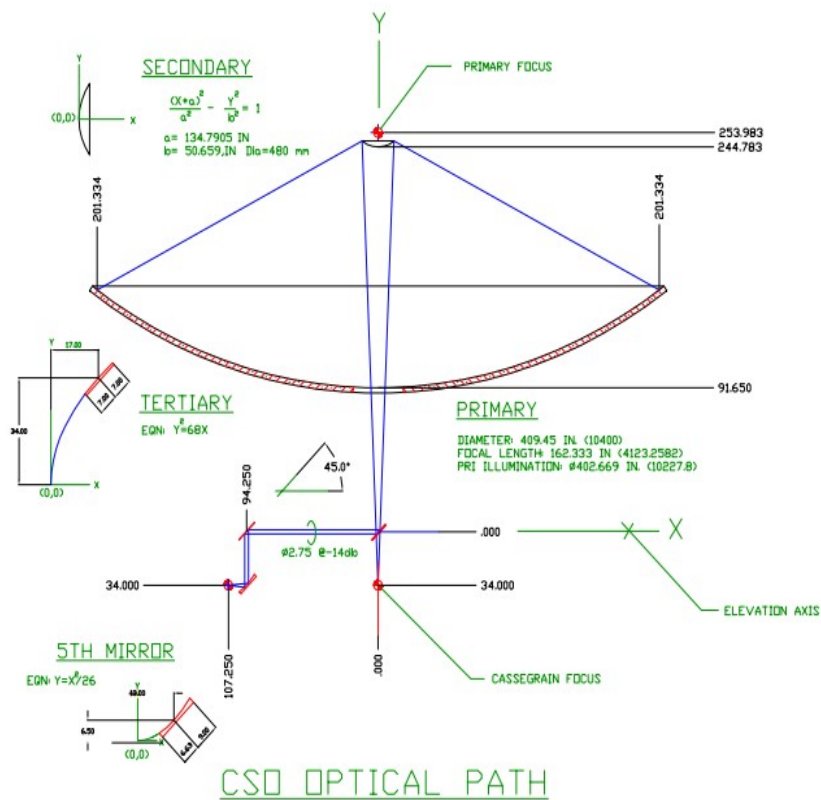


Figura 1: Sistema óptico del CSO

Posterior a esto existen mas espejos internos en cada receptor dual, los cuales reflejan la señal hasta que llega a una grilla que la divide en polarización horizontal y vertical de acuerdo a la banda de trabajo, para que finalmente la señal llegue a los mezcladores correspondientes, figura 5(a).

Como se mencionó anteriormente, el CSO cuenta con dos receptores duales que funcionan en base a la arquitectura del tipo doble banda lateral balanceada (DSB). Como es lógico, cada receptor dual posee dos bandas de recepción, completando en total 4 bandas de frecuencias distintas, que juntas conforman el espectro de observación comprendido entre 180[GHz] y 720[GHz]. Además, cada receptor dual esta albergado dentro de un criostato cada uno. Numéricamente las diferentes bandas de recepción, las frecuencias centrales correspondientes a cada banda y los criostatos que contienen dichas bandas se pueden distinguir en el cuadro 1. Mientras que la estructura del radiotelescopio se puede ver en la figura 2.

Criostato	Banda	Rangos de frecuencia [GHz]	Frecuencia central [GHz]
1	1	180-280	230
2	2	280-420	345
1	3	380-520	460
2	4	580-720	660

Cuadro 1: Bandas de frecuencia del CSO/LCT

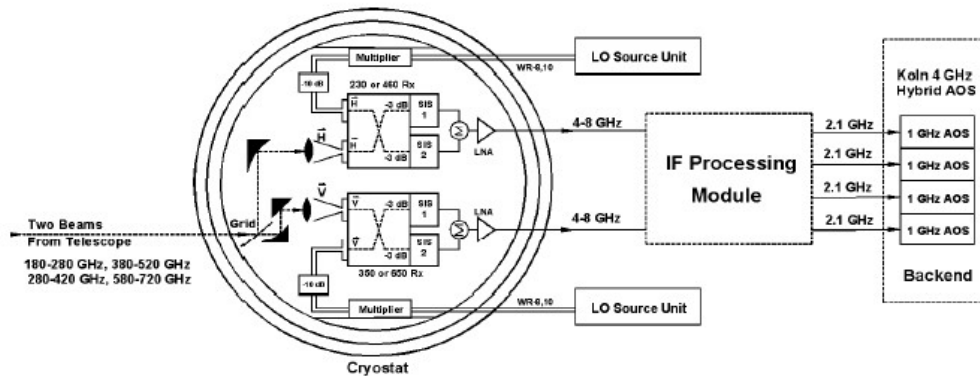


Figura 2: Estructura del CSO. (Fuente: , J. w. Kooi, et al, “*Heterodyne Instrumentation Upgrade at the Caltech Submillimeter Observatory*” [18])

Es así como cada criostato contiene dos mixers, el criostato 1 alberga los sistemas correspondientes a las bandas 1 y 3, mientras que el criostato 2 alberga los sistemas de las bandas 2 y 4.

Además, como se puede observar en el cuadro 1, existe un rango de frecuencias no cubierto por estas cuatro bandas (520-580[GHz]), esto se debe a que la tasa de transmisión en la atmósfera de Mauna Kea es muy baja en esta banda, es decir, el vapor de agua presente en la atmósfera atenúa considerablemente a las señales en este rango de frecuencias, por lo cual no es provechoso tener un receptor entre 520 y 580[GHz]. Esto se puede apreciar de mejor forma en la figura 3.

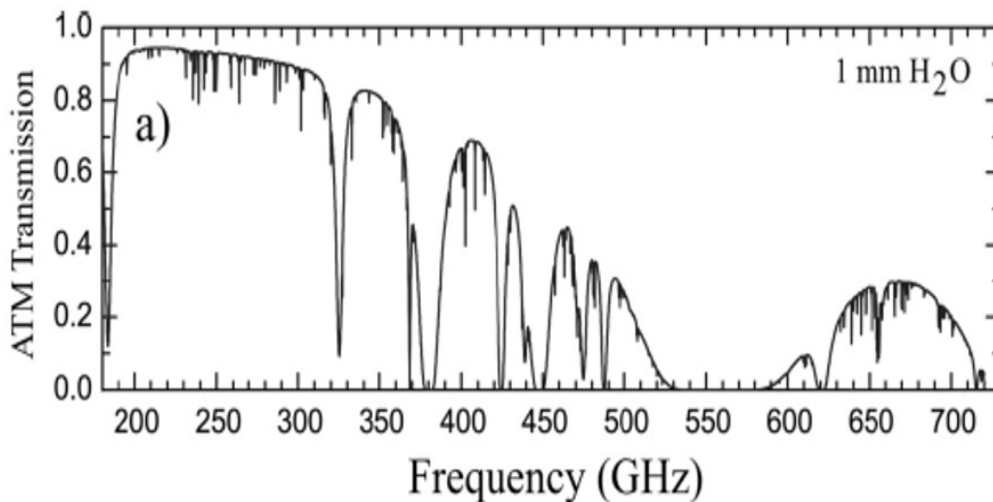


Figura 3: Transmitancia de la atmósfera de Mauna Kea. (Fuente: J. W. Kooi (2008) “*Advanced Receivers for Submillimeter and Far Infrared Astronomy*” [19])

Es así como en esta sección se presenta un estudio de la estructura actual del CSO y el funcionamiento de sus receptores en base a un *front-end* analógico y un *back-end* analógico-digital.

1.1.2. Front-end analógico

El front-end corresponde a la primera etapa en la recepción de la luz por parte del receptor, en el caso del CSO parte fundamental del *front-end* corresponde a los mezcladores balanceados, los cuales se encargan de disminuir la frecuencia RF de las bandas 1,2,3 y 4 (180-720[GHz]) del cuadro 1 a frecuencia intermedia IF (4-8[GHz]).

Estos mezcladores son del tipo balanceado ya que cada uno cuentan con un híbrido de entrada que acopla en potencia y fase la señal RF con la señal del oscilador local para que no existan pérdidas por diferencias entre ambas señales [1]. Matemáticamente la ecuación 1 define el funcionamiento básico de un mezclador, donde f_{LO} corresponde a la frecuencia del oscilador local, f_{in} a la frecuencia de entrada RF y la frecuencia intermedia será representada por IF, siendo esta última el resultado tanto de la resta, como también de la suma de f_{LO} y f_{in} .

$$IF = f_{LO} \pm f_{in} \quad (1)$$

Análogamente, su funcionamiento se puede ver en la figura 4, donde se aprecian cuatro tonos de frecuencia, el primero de izquierda a derecha corresponde a la IF resultante de la diferencia entre f_{LO} y f_{in} , el segundo es la propia f_{in} , el tercero es la frecuencia del oscilador local, f_{LO} , y el cuarto corresponde a la IF generada por la suma de f_{LO} y f_{in} . Por lo general se busca trabajar con la IF resultante entre la diferencia f_{LO} y f_{in} , mientras que los otros tres tonos son eliminados por medio de filtros en etapas posteriores ya que, desde un punto de vista electrónico, es más fácil trabajar con frecuencias bajas.

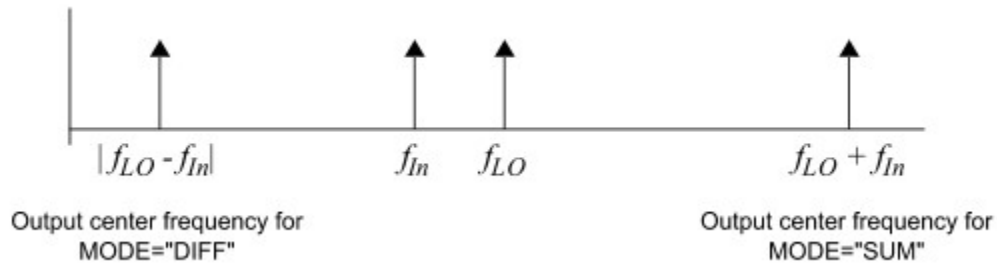


Figura 4: Funcionamiento del oscilador local (Fuente: *AWR Corporation. (2020) Automatic Workload Repository 2020. Versión V15.04. Estados Unidos.*) [10]

En el caso del CSO se utiliza un oscilador local que está compuesto por 2 sintetizadores de 16[dBm] de potencia, los que generaran una señal que entra a los criostatos mediante guías de onda WR-10 y WR-12, conectadas directamente a los mezcladores, que mezclan la señal RF con la señal del LO, resultando de este proceso la señal IF (figura 5(b)). Una vez completado esto, las señales ya en frecuencias en el rango 4-8[GHz] son entregadas al procesador IF.

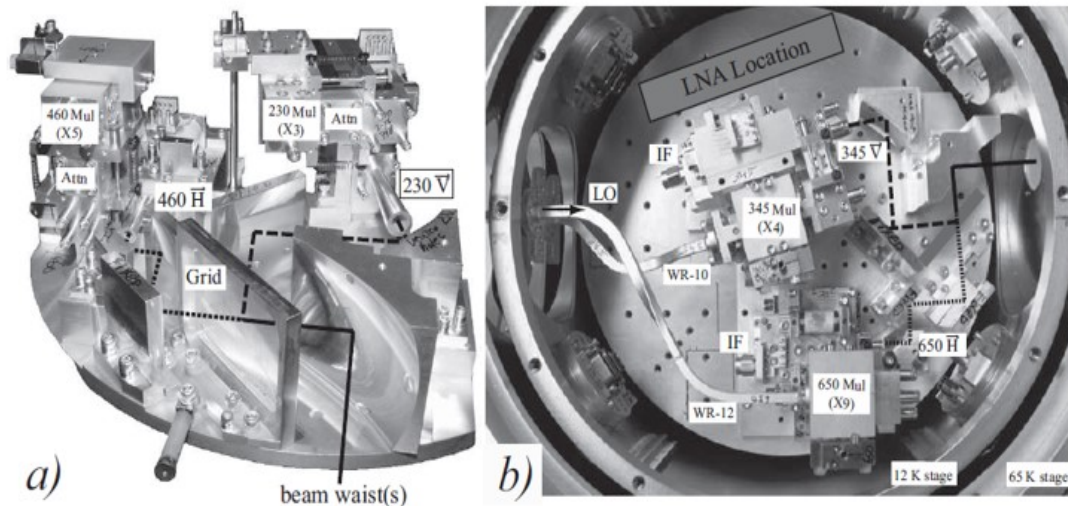


Figura 5: Sistema interno de uno de los criostatos del CSO: (a) Reflexión interna de la señal RF hacia el mixer. (b) Inyección por medio de guía de onda de la señal generada por el oscilador local. (Fuente: Jacob W. Kooi, et al (2014). “Performance of the Caltech Submillimeter Observatory Dual-Color 180-720 GHz Balanced SIS Receivers” [2].)

1.1.3. Procesador IF

El procesador IF corresponde a la etapa analógica del back-end, su función consiste en tomar la señal RF de entrada proveniente del front-end analógico y acondicionarla en términos de frecuencia y potencia para entregarla al back-end digital.

En el caso del circuito IF del CSO, la señal de entrada oscila en la banda de 4-8[GHz] a una potencia de -40[dBm], la cual por medio de dos procesos de mezcla heterodina es reducida a la banda 0-1[GHz] a rangos de potencia de 0-3[dBm], parámetros que son necesarios para la digitalización de la señal en el back-end digital. [4]

1.1.4. Back-end digital

La línea del procesamiento de señales de los receptores heterodinos del CSO finaliza en un back-end digital, posterior al procesador IF. En este se implementa un espectrómetro digital que funciona en base a la Transformada Rápida de Fourier (FFT), el cual permite a los astrónomos, entre otras cosas, estudiar líneas espectrales de emisión o absorción de gases o fuentes ionizadas.

El back-end digital cuenta con dos tarjetas electrónicas, la tarjeta digitalizadora AC240 y la tarjeta IRIG-B/Blank-Sync. Este equipo puede operar a gran altura geográfica ya que en parámetros y características técnicas es similar al espectrómetro del radio telescopio APEX que esta a 5100[m] de altura. [8]

■ Tarjeta digitalizadora AC240

Esta primera tarjeta se encarga de la digitalización de la señal analógica, para esto utiliza dos ADC de 1 [GSPS] (*Giga Samples por Segundo*) que operan de forma secuencial en una tarjeta FPGA XILINX VirtexII Pro70. En este sistema los dos ADCs se calibran mediante un circuito de control que posee un contador fijo y el muestreo de ambos es seleccionado mediante software, mientras que en aplicaciones que requieran un muestreo sincronizado, este se realiza mediante un reloj que tiene un muestreo dado por un oscilador local (figura 6).

Una vez digitalizados los datos, estos pueden ser almacenados en la memoria de acceso (DMA) o también pueden ser enviados al PC del host a través de conectores de componentes periféricos

(PCIbus) a velocidades de 100[MBps].



Figura 6: Tarjeta digitalizadora AC240. En la parte alta se muestran las dos entradas analógicas para la señal IF en rangos de 0-1[GHz], además de una entrada para el reloj y la interfaz de control del sistema. En la parte inferior se muestra el PCIbus para la salida de los datos. A la derecha se puede ver la FPGA XILINX VirtexII Pro70. (Fuente: Bernd Klein (2007). “CSO-FFTS A fast fourier transform spectrometer for the CSO”[8].)

- **Tarjeta IRIG-B/Blank-Sync**

La IRIG-B/Blank-Sync Board es la segunda tarjeta del espectrómetro, esta tiene por propósito principal la sincronización entre el espectrómetro y la señal de tiempo del sistema de control del radiotelescopio (figura 7).



Figura 7: Tarjeta IRIG-B/Blank-Sync. (Fuente: Bernd Klein (2007). “CSO-FFTS A fast fourier transform spectrometer for the CSO”[8].)

Espectrómetro FFT sobre FPGA

Como se menciona anteriormente, el espectrómetro digital del CSO fue desarrollado en base a la Transformada Rápida de Fourier, este recibe muestras de 8 bits de los dos ADC para después de esto muestrear la señal y procesar los datos en 4 fases:

- En primera instancia, un filtro pasa banda convierte las muestras a un formato I/Q complejo (fase y cuadratura de la señal) y reduce la frecuencia de muestreo en un factor de dos, lo que facilita los requisitos de procesamiento posteriores.
- A lo anterior le sigue la aplicación de una función de ventana que pondera los datos para controlar el rendimiento de filtrado de la FFT. Las funciones ventana usualmente son utilizadas para evitar discontinuidades al principio y al final de los bloques analizados. Estas ventanas poseen coeficientes programables por el usuario en tiempo de ejecución, lo que permite modificar las características de rendimiento del espectrómetro para escenarios operativos cambiantes.
- Luego, el núcleo *HyperSpeed FFT* es el elemento central del sistema, este realiza la conversión del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia. La FFT se construye utilizando una arquitectura altamente paralela, es decir ejecuta estos procesos simultáneamente para lograr una velocidad de datos de 2[GB/s].
- El paso final del procesamiento contiene la conversión del espectro de frecuencias a una representación de potencia y la acumulación sucesiva de estos resultados. Este paso de acumulación tiene el efecto de promediar juntos varios espectros de potencia, reduciendo así el ruido de fondo y mejorando la detección de señales débiles. Este paso también reduce la enorme cantidad de datos producidos por las etapas anteriores y aliviana los requisitos de ancho de banda de la interfaz y las cargas de procesamiento posteriores. La salida del núcleo del espectrómetro está en un formato de punto flotante de 32 bits, lo que permite que los datos sean procesados posteriormente de manera eficiente por computadoras de escritorio estándar.

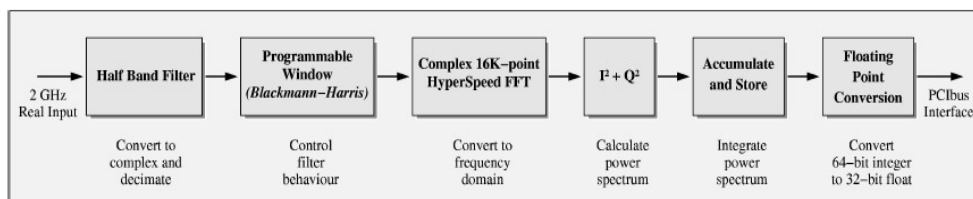


Figura 8: Diagrama de bloques del procesamiento FFT en tiempo real. (Fuente: Bernd Klein (2007). “CSO-FFTS A fast fourier transform spectrometer for the CSO”[8].)

Resolución en frecuencia del FFTS

Para entender la resolución espectral de la FFTS, primero se debe entender el concepto de fuga espectral, este corresponde al resultado de la suposición por parte del algoritmo de la FFT de que las señales están contenidas en solo un registro de tiempo y por lo tanto son periódicas. Si el registro de tiempo tiene un número no periódico de ciclos, esta suposición se viola y se produce una fuga espectral, la cual debe ser considerada como ruido, ya que introduce un amplio rango de frecuencias en el dominio de la frecuencia y da como resultado que la señal se vea interferida por los componentes de frecuencia adyacentes.

En consecuencia, la selectividad de una FFT sin la consideración de una ventana, es pobre, lo que da como resultado una gran cantidad de ondulaciones en la banda de paso. Para evitar esto, y obtener una resolución espectral adecuada, los efectos de la fuga espectral se pueden restringir reduciendo las discontinuidades en ambos extremos del registro de tiempo, es decir, multiplicando los datos con una función de ventana adecuada.

Para aplicaciones radio astronómicas, una ventana Blackman-Harris es adecuada debido a su excelente atenuación de fugas espectrales y buena conservación de amplitud para señales de entrada aleatorias y ruidosas.

Finalmente y teniendo todo lo mencionado en cuenta, la resolución en frecuencia del CSO, una vez aplicada la ventana Blackman-Harris, es de 98.267[kHz] y la separación entre bandas es de 61.035[kHz].

1.1.5. Proyecto LCT

Como se mencionó anteriormente el proyecto LCT consiste en el traslado, refaccionamiento y recomisionamiento del radiotelescopio CSO. Considerando esto, y también que el CSO no está en funcionamiento desde el año 2015, el traslado de dicho radiotelescopio a la concesión de ALMA en la meseta de Chajnantor significa una oportunidad para realizar diferentes actualizaciones en el sistema de recepción heterodino balanceado.

Es así como en el desarrollo de dichos cambios en el receptor, se debe considerar lo mencionado en la presente sección a la hora de efectuar dichas actualizaciones.

Específicamente para el sub proyecto tratado en esta memoria de título, concepto del procesador IF, se deben considerar tanto las características del front-end analógico, como también las características del back-end digital ya estudiadas.

1.2. Definición del problema

1.2.1. Introducción

Dentro de la puesta en marcha del radio telescopio LCT se encuentra la “primera luz”, que corresponde a la primera medición del telescopio. Para llevar a cabo esta se propone usar un receptor heterodino de dos bandas de frecuencia centradas a 230[GHz] y 460[GHz], las cuales son parte de la banda de medición total del telescopio que va de 180 a 720[GHz] y que se completa con otro receptor similar sintonizado a las frecuencias de 345 y 650[GHz].

Originalmente en el CSO, ambos receptores mencionados se basan en una arquitectura *Dual Side Band* (DSB), en la cual se solapan las sub-bandas superior e inferior de cada banda principal perdiéndose así información disponible en el análisis espectral de estas. Ahora, con el proyecto LCT, se pretende generar una actualización de la arquitectura de modulación hacia una versión de Separación de Bandas Laterales (2SB).

Este cambio de arquitectura afectará directamente a la mayoría de sistemas del receptor, incluyendo al procesador IF, el cual no solo debe considerar esta nueva arquitectura en su diseño, sino también un aumento de ancho de banda en la frecuencia IF pasando de 4-8[GHz] a 0-10[GHz], esto con el fin de tratar un mayor volumen de información de forma instantánea, lo cual se traduce en un mayor aprovechamiento del espectro RF y a su vez en un menor tiempo de observación por parte de los investigadores.

1.2.2. Objetivo general

Generar un diseño conceptual del *back-end* analógico de frecuencia intermedia (IF) del nuevo receptor heterodino del radiotelescopio LCT, considerando el estudio de la utilización de las zonas de Nyquist para dicho diseño conceptual y respondiendo además a los requerimientos provenientes tanto del *front-end* analógico del instrumento como también al *back-end* digital.

1.2.3. Objetivos específicos

- Estudiar y analizar el diseño actual del circuito IF.
- Estudiar y definir los nuevos requerimientos del circuito IF en base a la estructura 2SB.
- Definir un sistema que responda a los requerimientos planteados para el circuito IF.
- Comprobar experimentalmente el funcionamiento del método de las zonas de Nyquist en la que se basara el diseño conceptual.
- Estudiar los componentes para el circuito IF.
- Verificación del diseño conceptual propuesto del circuito IF

1.2.4. Alcances y limitaciones

En cuanto a alcances, el desarrollo del proyecto se realiza hasta la etapa de definición y concepto del procesador IF, principalmente por temas de tiempo de duración de la memoria de título.

Mientras que la principal limitación en el desarrollo del proyecto está dada por la situación sanitaria actual del país (COVID-19), la cual en gran parte del tiempo del proyecto impidió el uso de laboratorios de la universidad.

1.2.5. Metodología

Para la realización de lo anteriormente mencionado, en el presente informe se realiza un estudio a fondo del diseño actual del procesador IF del telescopio LCT y para el mejor entendimiento del sistema, se utiliza el software AWR para la simulación del mismo.

La lectura y estudio de papers también es una herramienta relevante en el desarrollo de este proyecto, por lo cual la bibliografía es un apartado importante. Es por esto que para la definición de requerimientos se estudian documentos relacionados a la etapa previa y posterior al circuito IF y como dichas etapas afectan al diseño del *back-end analógico*.

También se busca realizar una actividad experimental que muestre el funcionamiento de las zonas de Nyquist, para lo cual será necesaria la utilización del laboratorio de CePIA.

Y en pos de un mejor entendimiento del proyecto se realizan reuniones cada cierto tiempo tanto con el profesor Rodrigo Reeves Diaz, como también con los involucrados en el desarrollo y estudio de las diferentes etapas del proyecto LCT.

2. Desarrollo

2.1. Procesador IF

2.1.1. Introducción

En esta sección, se realiza un estudio y análisis del circuito IF actual, mediante la revisión de la documentación correspondiente al CSO y la simulación del diseño.

2.1.2. Diseño actual del Procesador IF

El actual procesador IF, como ya se ha mencionado anteriormente, corresponde a una etapa intermedia entre la salida del del front-end y el espectrómetro del CSO, correspondiente al back-end digital. Este bloque cumple con la función de acondicionar las señales entrantes en frecuencia y potencia para entregarlas al back-end digital según lo requerido.

Este equipo cuenta con 6 entradas y 2 salidas (figura 9). Está preparado para recibir frecuencias de entrada entre los 4 y 8 [GHz] a una potencia de $-40[\text{dBm}] \pm 10[\text{dB}]$, que serán seleccionables mediante un switch en base a una de las 6 entradas, de acuerdo a la banda utilizada, mientras que la frecuencia de salida del procesador IF será entre 0 y 1[GHz] a una potencia entre 0 y 3[dBm]. [4]

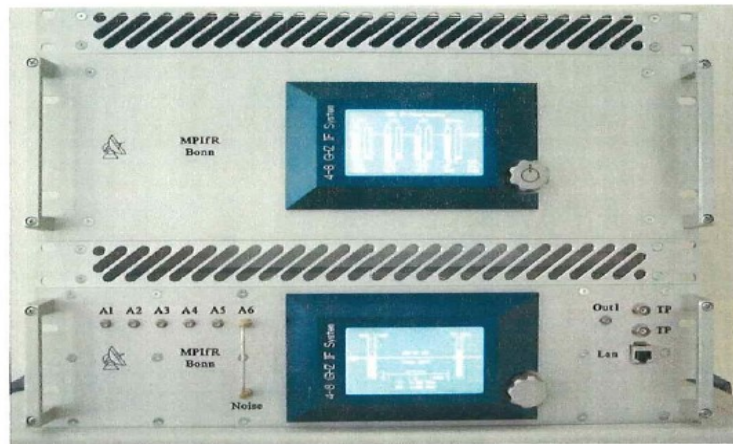


Figura 9: Procesador IF del CSO (abajo) y la unidad de suministro de energía del mismo (arriba). (Fuente: Christoph Kasemann (2007) “CSO-FFTS IF Processor design description”, Alemania. [4])

De forma equivalente se puede ver el diseño en el diagrama de bloques de la figura 10, donde luego de la selección de una de las 6 entradas, se aprecia un aislador que tiene como objetivo no dar chance a una posible onda reflejada por parte de los componentes de las etapas posteriores.

Además, se puede observar un filtro pasa banda que actúa en función del rango 4-8[GHz] con el fin de eliminar cualquier frecuencia ruido que se pudiese haber colado en la selección de uno de los 6 canales.

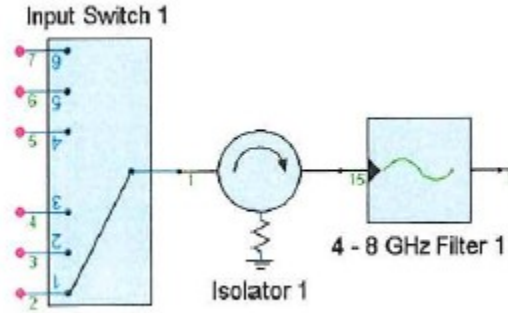


Figura 10: Selección de entrada con el aislador y el filtro pasa banda. (Fuente: Christoph Kasemann (2007) “CSO-FFTS IF Processor design description”, Alemania. [4])

Conectado al filtro está el primero de los dos mezcladores que posee el circuito IF, que tienen por objetivo la disminución de la frecuencia de entrada de 4-8[GHz] a 0-1[GHz], tarea que se lleva a cabo por medio de dos etapas de mezcla heterodina.

La primera etapa de conversión de frecuencias se encarga de bajar la frecuencia del rango 4-8[GHz] a 2-4[GHz] en IF, para esto el *mixer* mezcla la señal de 4-8[GHz] con una señal LO de 8-11[GHz]. Este primer mixer se conecta a un amplificador de alta ganancia de 2-4[GHz] que a su vez está conectado a un filtro pasa bajo, el cual es necesario para eliminar el posible ruido acoplado generado por el proceso de mezcla con el LO. Este filtro pasa bajo está conectado a un filtro pasa banda de 2-4[GHz] que en consecuencia del proceso de mezcla, define el nuevo rango de frecuencias IF. Así, la señal ya en la banda 2-4[GHz] desemboca en un atenuador variable con un rango de atenuación de de 10[dB] con cambios de 1[dB] (figura 11).

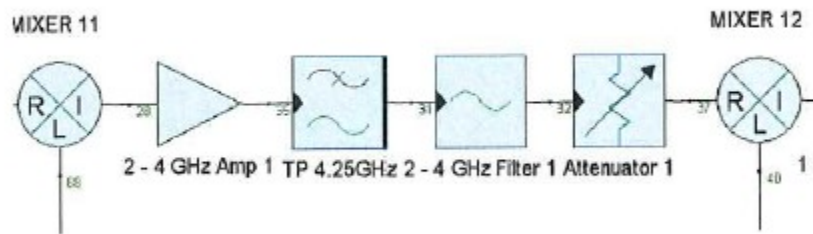


Figura 11: Diagrama de bloques de la primera y segunda etapa de conversión de frecuencia. (Fuente: Christoph Kasemann (2007) “CSO-FFTS IF Processor design description”, Alemania. [4])

La segunda etapa de disminución de la frecuencia al rango de 0-1[GHz] se da gracias a un segundo *mixer* conectado a un segundo oscilador local de 4-6[GHz].

Este segundo proceso consta de dos filtros pasa bajo de 1[GHz], que definen la banda alta de la señal en la salida. Uno de estos filtros pasa bajo está ubicado inmediatamente después del segundo mixer, conectado con un divisor de potencia que tiene dos salidas, la primera salida conecta con un filtro pasa bajo y la segunda con un detector de potencia que detecta los niveles de potencia en la misma frecuencia a la cual se entrega la señal al espectrómetro en la etapa posterior.

Finalmente, en ambas salidas (derivadas del divisor de potencia) existe un amplificador para la señal 0-1[GHz]. Así, son dos las salidas del procesador IF, donde ambas tienen una potencia de 0-3[dBm] y un voltaje de 2-3[v] con un máximo de 5[v]. (figura 12).

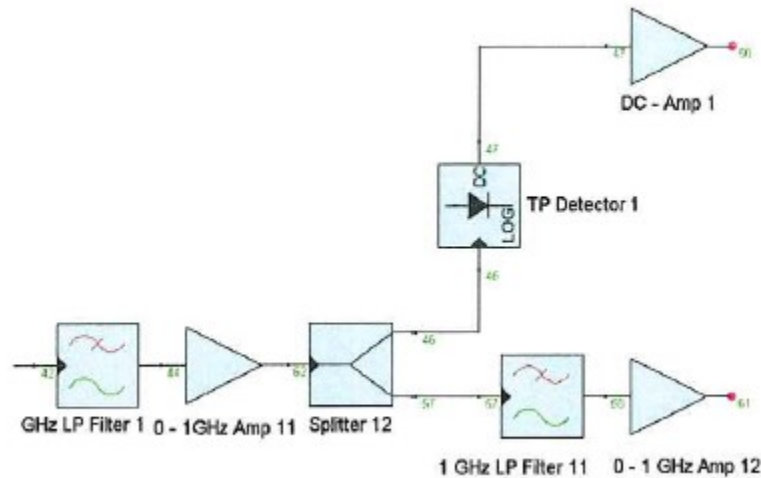


Figura 12: Salida final del procesador IF de 0-1[GHz]. (Fuente: Christoph Kasemann (2007) “CSO-FFTS IF Processor design description”, Alemania. [4])

Finalmente, como se puede apreciar en la figura 9, la entrada 6 esta conectada a un terminal “noise”, el cual corresponde a una carga de de $50[\Omega]$ potenciada mediante un amplificador de 4-8[GHz]. Esto se hace con fines de testeo y calibración del sistema, por lo cual se deja conectado durante el funcionamiento mismo del equipo, el sistema de bloques de esto se puede apreciar en la figura 13.

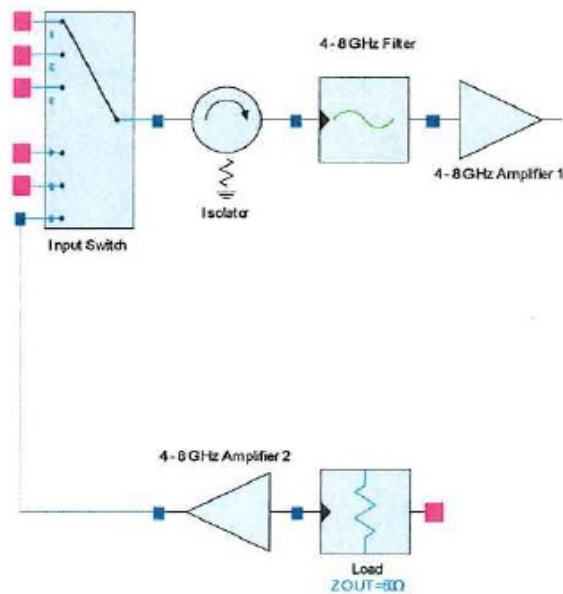


Figura 13: Fuente de ruido para calibración y testeo del sistema. (Fuente: Christoph Kasemann (2007) “CSO-FFTS IF Processor design description”, Alemania. [4])

2.1.3. Simulación del actual procesador IF

Parte del estudio del circuito IF es su simulación, para esto se tomo como base el diseño actual expuesto en la sub sección anterior y la utilización del software de automatización de diseño electrónico AWR. Las características técnicas fueron tomadas de los data sheets de cada componente que figuran en el documento “CSO-FFTS IF Processor design description” [4].

De esta forma, para la muestra de esta simulación, el circuito se divide en 3 etapas. En la primera etapa, la frecuencia a través de un proceso heterodino, disminuye del rango de 4-8[GHz] al rango de 2-4[GHz]. Análogamente en la segunda etapa la frecuencia se disminuye del rango de 2-4[GHz] al rango de 0-1[GHz]. Para finalmente en una tercera etapa trabajar esta señal en el rango de 0-1[GHz], para así entregar una salida acorde a los requerimientos del espectrómetro digital.

Es así como para poder realizar esta simulación se debe tener una fuente, en este caso dado por un puerto de entrada que inyecta una señal en el rango de 4-8[GHz] de -90[dBm] de potencia al sistema. Además, para poder analizar gráficamente las diferentes etapas del circuito, el software AWR ofrece la herramienta MPROBE (*measurement point*) la cual permite analizar las componentes frecuenciales de la señal en el punto en el cual se ubique.

Etapa 1

Para la primera etapa del circuito se utilizan cuatro MPROBE diferentes, los cuales se aprecian en la figura 14, estos medirán la señal de entrada al sistema, la señal previa a la entrada al primer mezclador, la señal generada por el oscilador local y la señal a la salida del mezclador.

Los resultados gráficos de las mediciones en dichos puntos se pueden apreciar en la figura 15.

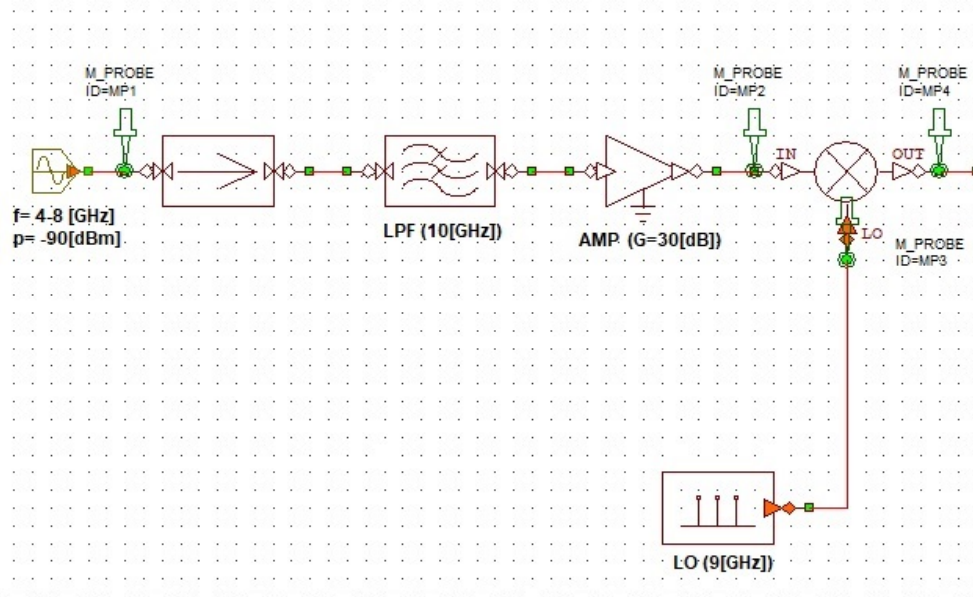
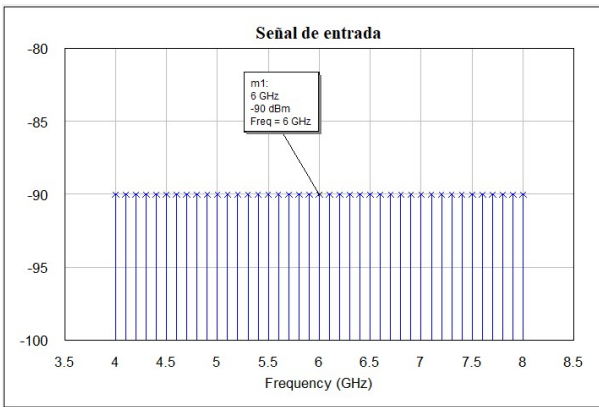
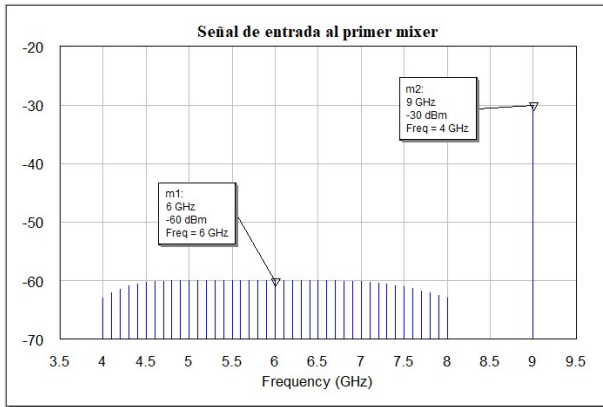


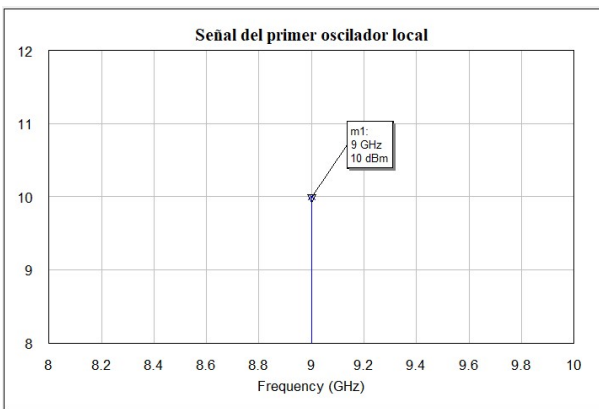
Figura 14: Posición de los cuatro MPROBE's en la primera etapa



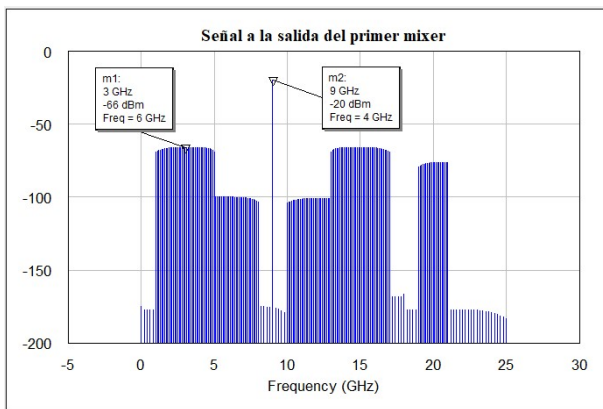
(a) Componentes frecuenciales generadas por el puerto de entrada



(b) Señal de entrada al primer mezclador



(c) Señal generada por el primer oscilador local



(d) Señal a la salida del primer mezclador

Figura 15: Componentes frecuenciales de las señales medidas por los diferentes MPROBE en la primera etapa del circuito

Como se aprecia en la figura 15.a la señal es generada en el rango de 4-8[GHz] con una potencia de -90[dBm]. Luego de esto, dicha señal es afectada por distintos componentes como lo son un aislador, un filtro pasa banda y un amplificador (componentes que se muestran en la figura 14), de los cuales este ultimo provoca que la potencia aumente a -60[dBm] resultando lo expuesto en la figura 15.b. También se puede notar la existencia de un armónico en 9[Hz], esto se da debido a la componente frecuencial introducida por el oscilador local de la figura 15.c al sistema, correspondiente al acoplamiento RF-LO.

Es así como a la salida de esta primera etapa, es decir después del proceso de conversión de frecuencia realizado por el primer mezclador, se obtiene la medición de la figura 15.d en la cual se puede apreciar una potencia de -66[dBm] para el nuevo rango de frecuencias de 2-4[GHz]. En esta medición también se aprecia una copia espectral de los armónicos de interés en el rango entre 13-17[GHz] y sigue existiendo la componente introducida por el oscilador local en 9[GHz], tanto una como la otra son eliminadas luego, por medio de filtros en la etapa dos del sistema.

Etapa 2

De igual forma que con la etapa 1, se tomaron nuevamente cuatro MPROBE (figura 16) para la medición de la señal amplificada, la señal de entrada al segundo mezclador, la señal correspondiente al segundo oscilador local y la señal de salida del mezclador (figura 17).

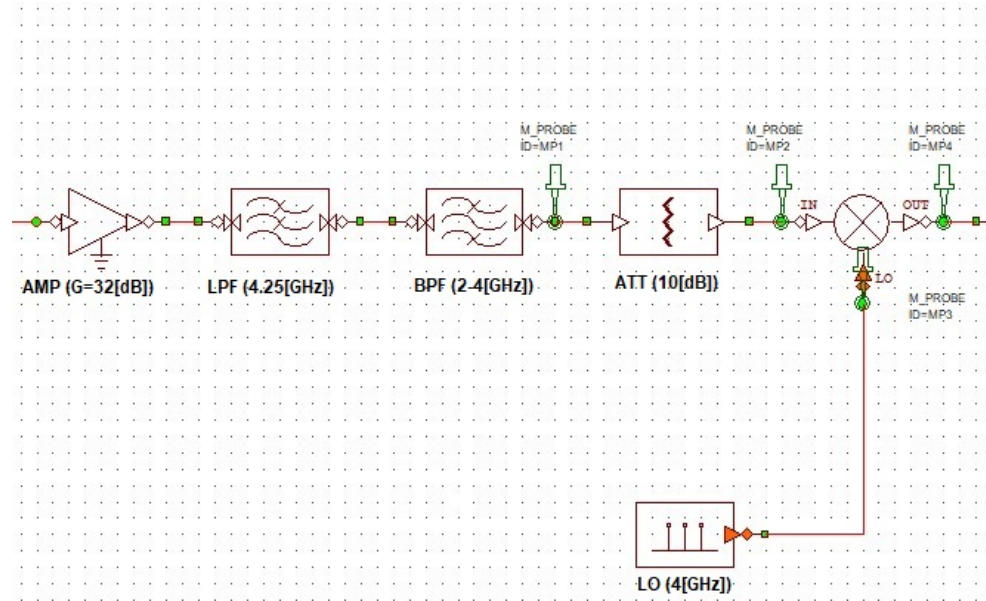
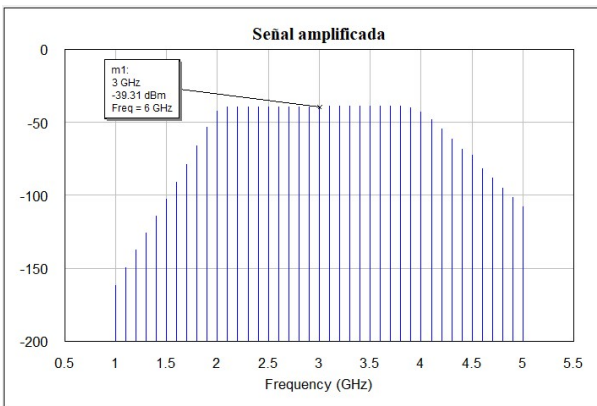
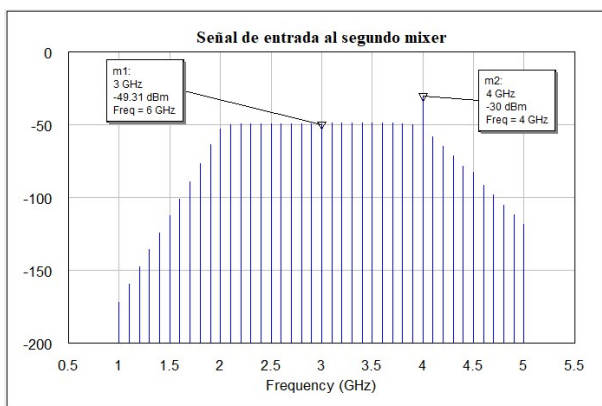


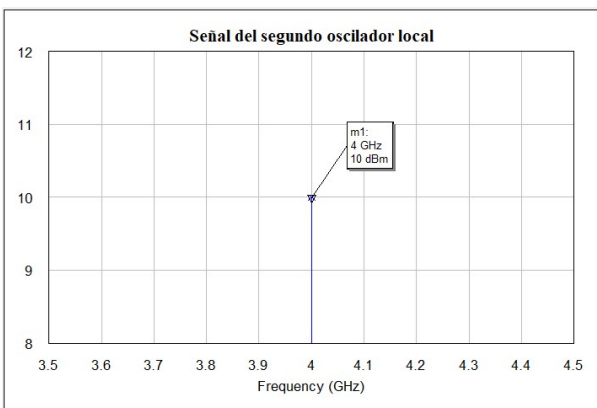
Figura 16: Posición de los cuatro MPROBE's en la segunda etapa



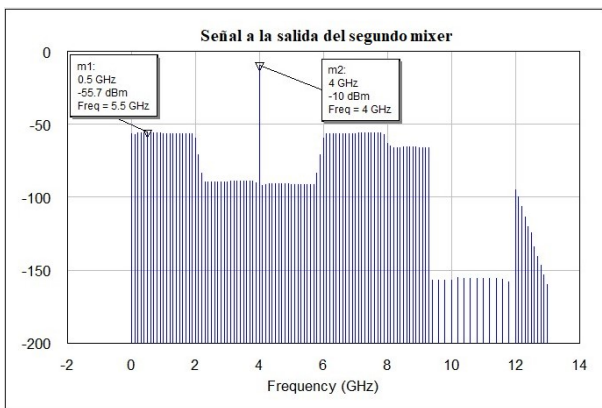
(a) Señal amplificada y delimitada en frecuencia mediante filtros



(b) Señal de entrada al segundo mezclador



(c) Señal generada por el segundo oscilador local



(d) Señal a la salida del segundo mezclador

Figura 17: Componentes frecuenciales de las señales medidas por los diferentes MPROBE en la segunda etapa del circuito

Luego de que la señal sale de la etapa 1 con una potencia de $-66[\text{dBm}]$ en el rango de frecuencia de interés, esta se ve afectada por un filtro pasa bajo de $4.25[\text{GHz}]$ y un filtro pasa banda en el rango de $2-4[\text{GHz}]$, que definirán la nueva banda, además de un amplificador de $32[\text{dB}]$ de ganancia, el cual hará que la nueva potencia de la señal ascienda a $-39.29[\text{dBm}]$ como se puede ver en la figura 17.a.

Luego, un atenuador de $10[\text{dB}]$, disminuye la potencia de la señal a $-49.31[\text{dBm}]$ como se puede apreciar en la figura 17.b, la cual sera la señal entrante al segundo mezclador, junto con la señal generada por el segundo oscilador local esta vez establecida en $4[\text{GHz}]$ (figura 17.c).

Resultando así lo expuesto en la figura 17.d en la cual se puede observar algo similar a lo que se observaba a la salida del primer mezclador en la etapa 1.

En este caso se puede observar una amplia gama de armónicos en la nueva banda de $0-1[\text{GHz}]$, con una potencia de $-55.7[\text{dBm}]$ en la frecuencia central de la banda y nuevamente se genera una copia espectral de la misma banda debido a las componentes de ruido generadas por el oscilador local, además de un armónico considerablemente pronunciado en $4[\text{GHz}]$ a causa de lo mismo.

Etapa 3

Si bien la frecuencia ya esta en el rango de interés final de $0-1[\text{GHz}]$, aun quedan muchas componentes espectrales que deben ser eliminadas, para entregar un resultado apto para el procesamiento mediante el espectrómetro digital discutido en la sección 1.1.4. Para esto se implementan una serie de filtros y amplificadores, los cuales se pueden apreciar en la figura 18 con los respectivos MPROBE.

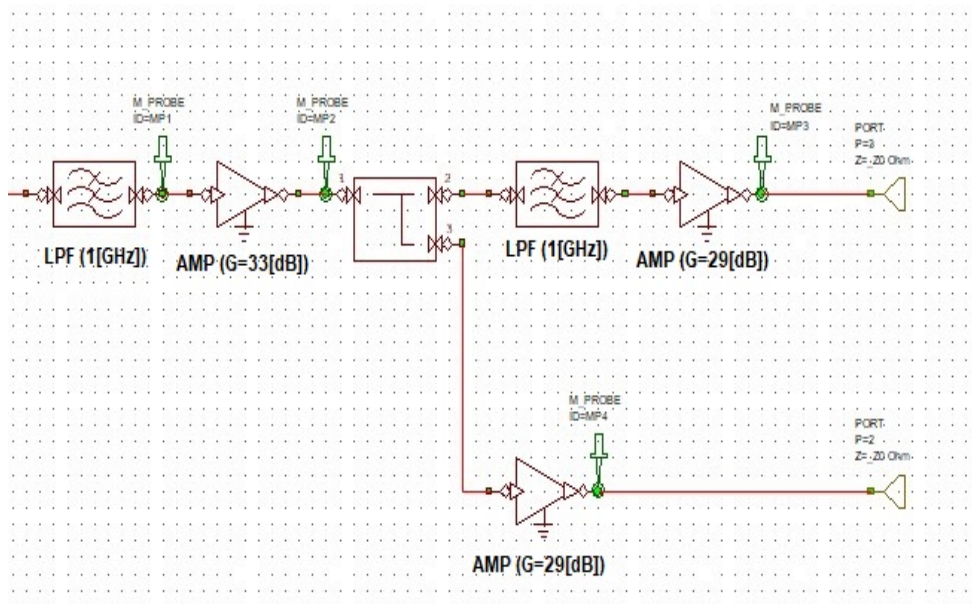
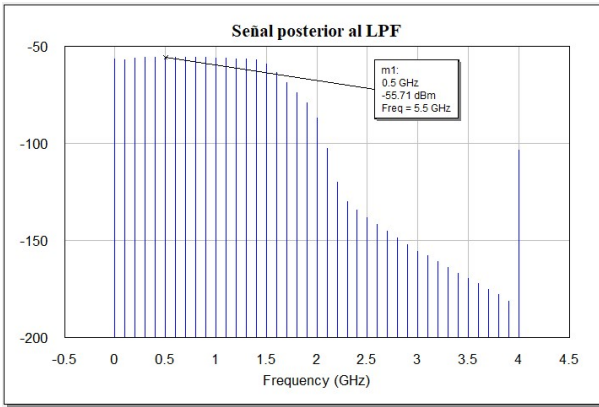
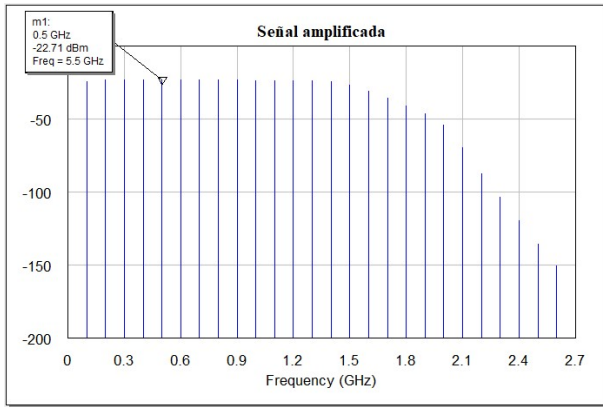


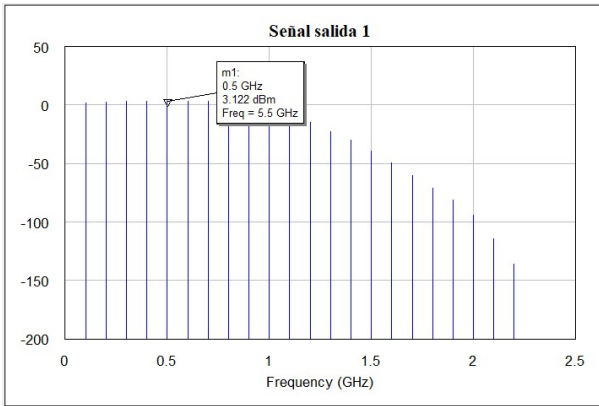
Figura 18: Posición de los cuatro MPROBE's en la tercera etapa



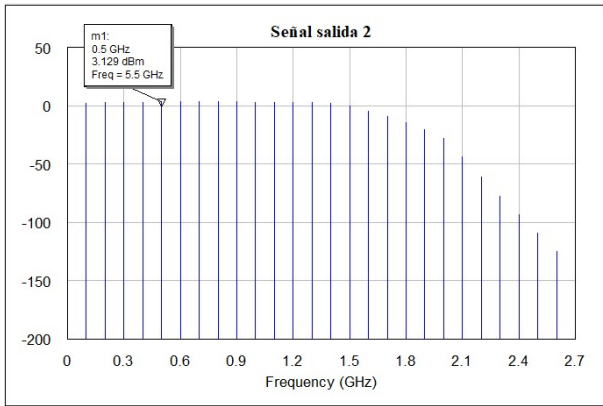
(a) Señal posterior al LPF y previa al amplificador



(b) Señal de entrada al divisor de potencia



(c) Primera señal de salida del procesador IF



(d) Segunda señal de salida del procesador IF

Figura 19: Componentes frecuenciales de las señales medidas por los diferentes MPROBE en la tercera etapa del circuito

En la figura 19.a se puede apreciar la señal entregada por el segundo mezclador a una potencia de $-55.7[\text{dBm}]$ pero notoriamente afectada por el LPF (*low pass filter*) expuesto en la figura 18.

Luego de esto la señal es amplificada mediante un amplificador de $33[\text{dB}]$ de ganancia, por lo cual la nueva potencia en la banda central es de $-22.71[\text{dBm}]$, lo cual es visible en la figura 19.b.

Posterior a la etapa de amplificación, se encuentra un divisor de potencia el cual entrega dos salidas. La primera de estas esta seguida inmediatamente por un LPF de $1[\text{GHz}]$ seguido por un amplificador de $29[\text{dB}]$ de ganancia, por lo cual la potencia en la salida 1 sera de $3.122[\text{dBm}]$ como se puede ver en la figura 19.c. La salida 2 del divisor de potencia estará conectada directamente a un amplificador de iguales características, entregando una potencia de $3.129[\text{dBm}]$ como se puede apreciar en la figura 19.d.

Es así como finalmente se tienen las dos salidas establecidas por el diseño original del procesador IF en el rango de frecuencia de $0-1[\text{GHz}]$ y de potencia de $0-3[\text{dBm}]$, las cuales son entregadas al espectrómetro digital para su posterior procesamiento y transformación de señales analógicas a señales digitales.

Si bien el circuito IF simulado funciona de forma correcta, es claro ver que existen muchos componentes no lineales, los cuales hacen que la señal se debilite y como se puede apreciar en la simulación, los rangos de potencia varían mucho, haciendo necesario el uso constante de amplificadores, por lo cual este punto sera un factor a considerar en el diseño del nuevo procesador IF, para así evitar estas perdidas de señal por componentes.

2.2. Requerimientos

2.2.1. Introducción

Los requerimientos corresponden a las características o declaraciones que capturan las necesidades que debe responder un sistema en particular. Estos tienen un papel fundamental en el desarrollo de un proyecto, ya que permiten proponer y definir las características técnicas del sistema objetivo, las cuales deben verificarse, validarse y contrastarse con los requerimientos iniciales.

En esta sección se exponen las principales actualizaciones de los receptores heterodinos del telescopio LCT y como estas afectan directa o indirectamente al diseño del procesador IF, generando requerimientos que se tienen que satisfacer en el diseño conceptual.

2.2.2. Cambio de arquitectura DSB a 2SB

Los receptores heterodinos del radio telescopio CSO usan una arquitectura de modulación de doble banda lateral (DSB), sin embargo, esta no es la mejor opción en este tipo de aplicaciones, ya que al realizar el proceso de mezcla entre la señal RF y la señal proveniente del LO, las bandas LSB y USB se solapan entre sí, perdiendo información en el proceso.

La banda lateral inferior (LSB, por su sigla en inglés) se mezcla con la señal del LO al igual que la banda lateral superior (USB, por su sigla en inglés) entregando una señal IF que, a pesar de estar en el rango de 4-8[GHz], corresponde al solapamiento de ambas bandas (figuras 20 y 21). Esto se puede solucionar mediante la aplicación de un filtro rechaza banda previo al mezclador y si bien esto es efectivo, para el caso no es la mejor opción ya que se pierde una banda de trabajo que contiene información, además de requerir una caída muy pronunciada en frecuencia, lo cual dificulta su construcción.

La arquitectura de separación de banda lateral 2SB nace como una solución al problema de solapamiento entre bandas de frecuencia presentado por la arquitectura DSB. 2SB analiza cada banda por separado, tanto la LSB como USB.

Para lograr esto, 2SB utiliza un mecanismo que toma la señal RF captada por la antena y por medio de un híbrido de 90° se entregan dos señales desfasadas, una dada por una función coseno y otra dada por una función seno, con el objetivo de trabajar con cada una por separado. De igual forma esta arquitectura cuenta con una carga RF conectada al híbrido, que evita que existan ondas reflejadas en el sistema por parte del puerto de entrada RF y los dos puertos de salida (figura 21). Lo ideal es que esta carga tenga un coeficiente de reflexión mínimo para aprovechar la mayor parte de la señal RF entrante.

Luego de lo realizado por el híbrido, las señales se derivan a un proceso de mezcla. Para dicho proceso se utiliza un LO que genera una señal que es sometida a un divisor de potencia para obtener dos señales en fase que se conectan a dos mezcladores. Una vez hecha la mezcla se obtienen en ambas ramas dos señales en cuadratura, una señal I y una señal Q, las que luego se recombinan en un segundo híbrido de 90° generando dos señales IF correspondientes a cada banda (LSB y USB). Dichas arquitecturas, tanto DSB como 2SB se pueden apreciar en las figuras 20 y 21 respectivamente.

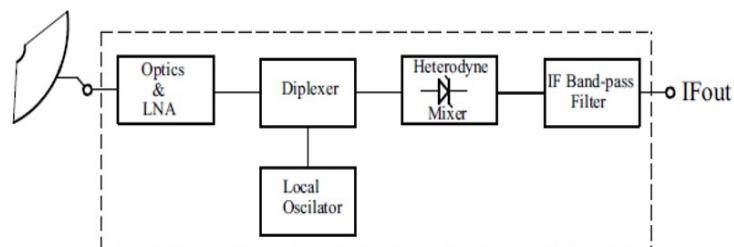


Figura 20: Arquitectura DSB. (Fuente: J. W. Kooi (2008) “Advanced Receivers for Submillimeter and Far Infrared Astronomy” Universidad de Groningen [19].)

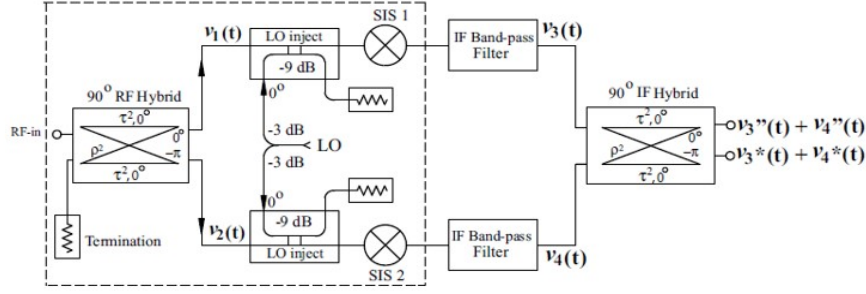


Figura 21: Arquitectura 2SB. (Fuente: J. W. Kooi (2008) “Advanced Receivers for Submillimeter and Far Infrared Astronomy” Universidad de Groningen [19].)

Desde un punto de vista matemático la función que describe un proceso de mezcla se puede apreciar en la ecuación 2. Así, considerando $g_s(t)$ como la señal RF en el tiempo, $g_{lo}(t)$ como la señal del LO en el tiempo y $g_{if}(t)$ como la señal IF resultante, tenemos lo siguiente: [11]

$$g_{if}(t) = g_s(t)g_{lo}(t) = V_s \cos(W_s t + \phi_s) V_{lo} \cos(W_{lo} t + \phi_{lo}) \quad (2)$$

$$= \frac{V_s V_{lo}}{2} [\cos[(W_s + W_{lo}) + (\phi_s + \phi_{lo})] + \cos[(W_s - W_{lo}) - (\phi_s + \phi_{lo})]] \quad (3)$$

Donde V_s , W_s y ϕ_s son la amplitud RF, frecuencia angular RF y fase RF, respectivamente. Análogamente las variables equivalentes para el LO están dadas por V_{lo} , W_{lo} y ϕ_{lo} . Así, para un mezclador ideal con ganancia unitaria y $V_s = V_{lo} = 1$, la salida IF luego de pasar por un filtro pasa banda apropiado, será de la siguiente forma:

$$g_{if}(t) = \cos(|W_s - W_{lo}|t + \phi_{if}) \quad (4)$$

Donde ϕ_{if} será la conversión de fase de $\phi_s + \phi_{lo}$. Así, en 2SB, si en la ecuación 4 la frecuencia RF es mayor que la frecuencia del LO ($W_s > W_{lo}$), la frecuencia IF correspondiente será positiva (USB), mientras que, si la frecuencia RF es menor que la frecuencia del LO ($W_s < W_{lo}$), la frecuencia IF correspondiente será negativa (LSB). Por supuesto la frecuencia negativa será posible solo matemáticamente, por lo cual la IF de banda baja (LSB) será presentada positiva de igual forma, pero con un cambio de fase de 180° . Una comparación entre DSB y 2SB se puede ver en la figura 22.

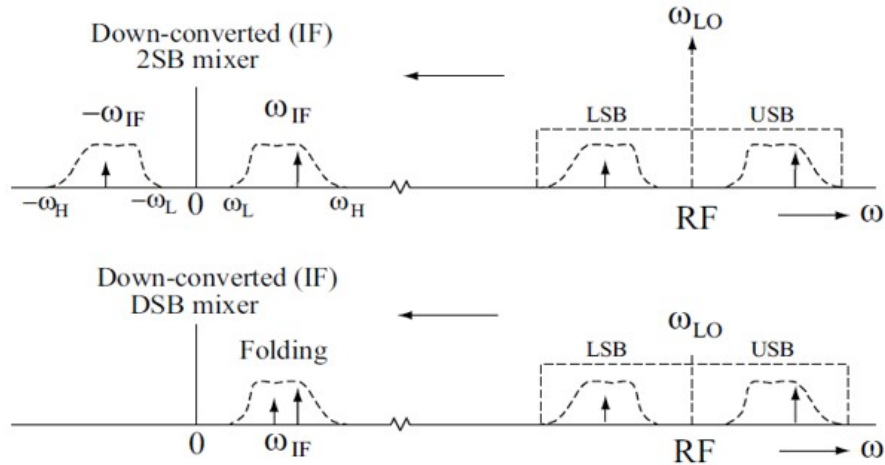


Figura 22: Arquitectura DSB vs 2SB. (Fuente: J. W. Kooi (2008) “Advanced Receivers for Submillimeter and Far Infrared Astronomy” Universidad de Groningen [19].)

Un indicador del buen funcionamiento de la arquitectura 2SB es la razón de rechazo de banda (SRR) que expresa en unidades de potencia que tan bien funciona la separación de bandas de la arquitectura. Así, un mayor valor de la SRR indica que mayor es el rechazo entre las bandas y por ende mayor será su separación, lo cual es conveniente para que estas no se solapen entre si. Por lo general el valor de la SRR en frecuencias milimétricas y submilimétricas en arquitecturas DSB es de 7[dB] en algunos puntos de la banda y de 10[dB] en la mayoría de la banda (90%), mientras que 2SB llega a valores de SRR entre 10[dB] y 15[dB] [16].

Sin embargo, esto es insuficiente para algunas aplicaciones astronómicas, por lo cual para aumentar el valor de la SRR, una de las opciones es digitalizar la IF lo más cercano posible al front-end analógico, para así minimizar la cantidad de componentes no lineales, para evitar errores de desfase y ganancia en la calibración de la LSB y la USB por consecuencia del uso de componentes análogos. De esta forma, se puede generar digitalmente un híbrido de 90° ideal que elimine en gran parte estas pérdidas, con el cual se podrían obtener valores de SRR superiores a 40[dB]. Un ejemplo de arquitectura 2SB con híbrido digital se puede apreciar en la figura 23.

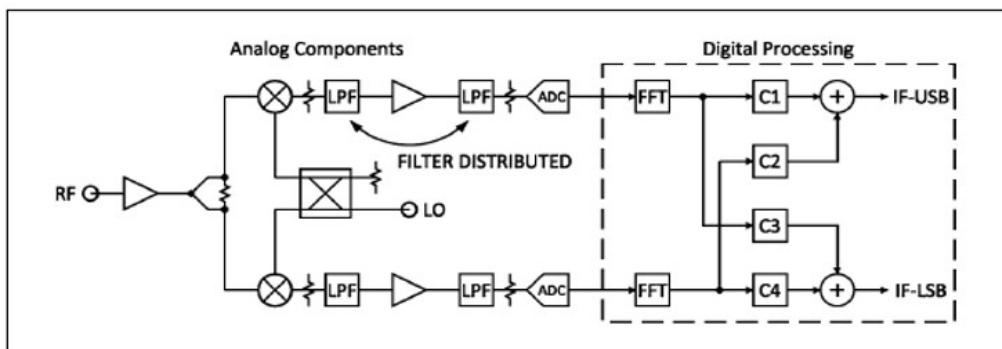


Figura 23: Arquitectura de Morgan and Fisher para 2SB con híbrido digital. (Fuente: Ricardo F. et al. (2013). “A calibrated digital sideband separating spectrometer for radio astronomy applications” Publications of the Astronomical Society of the Pacific [16].)

Es por lo anteriormente mencionado que el proyecto LCT va a actualizar sus receptores heterodinos a una arquitectura 2SB con híbrido digital, lo que va a implicar cambios en todo el receptor y específicamente va a generar requerimientos al procesador IF.

2.2.3. Nuevo ancho de banda y tarjeta digitalizadora

Tanto en electrónica como en telecomunicaciones, el concepto de ancho de banda es muy importante en la transmisión de datos, ya que este concepto define la cantidad de información por segundo que se podrá transmitir por el canal [12].

Por lo general un aumento en el ancho de banda de trabajo de un equipo se traduce en la transmisión de mayores volúmenes de información, sin embargo, también trae ciertas complicaciones a nivel de construcción de instrumentos y aumento de costos.

En astronomía, un aumento del ancho de banda permite obtener mayor información del cielo y por ende mayor cantidad de líneas espectrales observadas. Además, significa una reducción en la temperatura detectable por parte del sistema, lo cual se traduce en un aumento de la sensibilidad del instrumento, por ende una mayor precisión en las observaciones, reduciendo también el tiempo de observación necesario por parte de los astrónomos.

Esto se puede apreciar de forma matemática en la ecuación 5, donde ΔT_{min} es la temperatura mínima detectable por el sistema, K_s es una constante relacionada a la arquitectura del receptor, T_{sys} es la temperatura del sistema, Δv es el ancho de banda y τ es el tiempo de integración [17].

$$\Delta T_{min} = \frac{K_s T_{sys}}{\sqrt{\Delta v \cdot \tau}} \quad (5)$$

En el caso del proyecto LCT, una de las optimizaciones consideradas para el receptor es el aumento del ancho de banda analógico a la salida del *front-end*, pasando de la banda de 4-8[GHz] a 0-10[GHz].

Dicho aumento de banda tendrá estrecha relación con la nueva tarjeta digitalizadora, ya que esta será la encargada de digitalizar y procesar los datos en este rango de frecuencia. En cuanto a dicha tarjeta, para esta actualización se tiene disponible por parte de CePIA la tarjeta Zynq UltraScale ZCU208, que posee 8 ADC de 14 bits con tasa de muestreo de 5[GSPS] cada una, la cual es la frecuencia de muestreo de ADC más alta que pueden ofrecer las tarjetas de Xilinx, diseñada para aplicaciones que requieren un amplio ancho de banda instantáneo, lo que permite a los astrónomos minimizar el tiempo de observación [13].

Si bien ambas actualizaciones, tanto el aumento de ancho de banda, como el cambio de tarjeta digitalizadora no se llevaran a cabo directamente en el procesador IF, dichos cambios significaran requerimientos para el mismo.

2.2.4. Listado de requerimientos

En base a lo anterior se pueden definir principalmente tres fuentes de requerimientos. En primer lugar, los requerimientos provenientes de la nueva arquitectura 2SB, en segundo lugar los requerimientos definidos por del *front-end* analógico y finalmente los requerimientos establecidos por el back-end digital.

Así, derivado de lo expuesto hasta el momento, se genera la siguiente lista de requerimientos para el procesador IF.

- El circuito IF debe acondicionar las señales de entrada en frecuencia y potencia, considerando las características técnicas de las salidas del front-end y de las entradas de los ADC de la nueva tarjeta digital Zynq UltraScale ZCU208.
- El circuito IF debe adaptarse a la nueva arquitectura 2SB, considerando un híbrido digital en su diseño.

- El circuito IF debe considerar dos señales de entrada: I y Q.
- El circuito IF debe trabajar con la nueva banda de entrada de 0-10[GHz].
- El circuito IF debe maximizar el ancho de banda instantáneo digitalizado.

Además de este listado de requerimientos, para el circuito IF se debe intentar minimizar la cantidad de componentes, tanto por motivos de costo del proyecto como también por el hecho de que entre mayor sea la cantidad de componentes análogos, mayor será la introducción de ruido al sistema por parte de los mismos, por ende, esto tendrá que ser considerado por las distintas opciones que puedan presentarse. Esto implica que dentro de las alternativas revisadas para el circuito IF del receptor heterodino del LCT, se tendrá que escoger aquella que cumpla con los requerimientos optimizando costo y tamaño.

2.2.5. Análisis de opciones que respondan a los requerimientos

Como se indicó anteriormente, el circuito IF actual no cumple con los requerimientos establecidos, por lo tanto, un primer paso es analizar el circuito IF actual con el objetivo de entender qué modificaciones le permitirán cumplir con la función de acondicionamiento, respetando los requerimientos.

Dentro de este contexto la nueva arquitectura 2SB, que es una de las principales fuentes de requerimientos, implica que el nuevo procesador IF sea diseñado con dos entradas en el nuevo ancho de banda 0-10[GHz], por lo cual una opción para satisfacer este requerimiento en particular es desarrollar dos circuitos similares tanto para la señal Q como para la seña I, ya que en términos generales el procesamiento de dichas señales es individual una respecto a la otra en el circuito IF.

Es así como en base a lo anteriormente expuesto, dos opciones viables para el desarrollo del nuevo circuito IF que pueden cumplir con los requerimientos y al mismo tiempo su función de acondicionamiento de las señales se exponen a continuación.

La primera opción es utilizar un proceso de conversión de frecuencia para cada una de las dos señales de entrada I y Q que reduzca las bandas de entrada de 0-10[GHz] a dos salidas de 0-2.5[GHz] para así luego digitalizar dichas señales mediante dos de los ocho ADC de 5[GSPS] con los cuales cuenta la nueva tarjeta Zynq UltraScale ZCU208, esto respetando el teorema de Nyquist en su sentido tradicional, el cual establece que para el correcto muestreo de una señal y que no exista aliasing, esta debe ser muestreada al doble de frecuencia de la señal. Si bien esta opción es válida, no se estaría reduciendo el número de componentes en el circuito, especialmente considerando que se mantendrían dos procesos de conversión de frecuencia al igual que en el procesador IF actual, además de que no se aprovecharían los ocho ADC con los que cuenta la nueva tarjeta digitalizadora. El esquema de dicha configuración se puede apreciar en la figura 24.

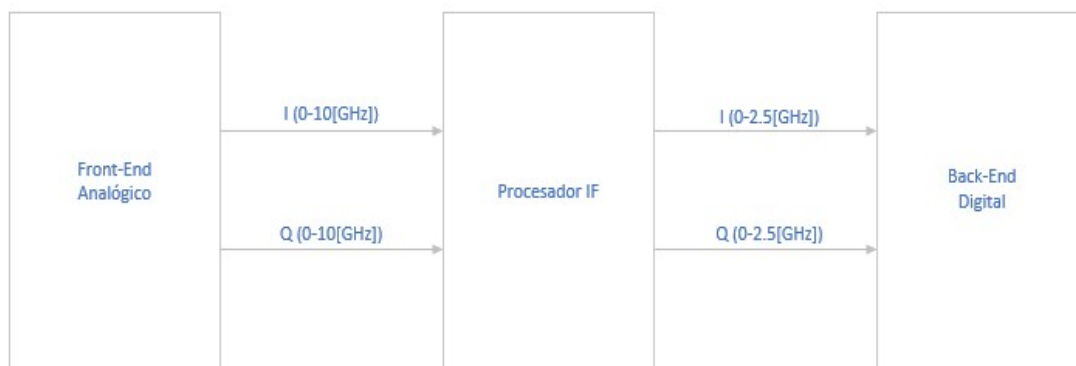


Figura 24: Diagrama de bloques del circuito IF con el uso de mezcladores

Una segunda opción es hacer uso de las zonas de Nyquist, que corresponden a zonas en las cuales es posible sub-muestrear una señal pasa banda sin la presencia de aliasing y dividir ambas señales entrantes I y Q de 0-10[GHz] en sub bandas de 2.5[GHz] de ancho de banda. Así, se obtendrían cuatro sub bandas correspondientes a 0-2.5[GHz], 2.5-5.0[GHz], 5-7.5[GHz] y 7.5-10[GHz] para la señal I y las mismas cuatro bandas para la señal Q, utilizando así los 8 ADC que dispone la nueva tarjeta optimizando el procesamiento del ancho de banda instantáneo. Si bien esta opción elimina los procesos de conversión de frecuencia, es decir no sería necesario el uso de mezcladores como en el caso anterior, también implica que se tendrá que trabajar con frecuencias que llegan hasta la cuarta zona de Nyquist, lo cual como se verá más adelante puede traer consecuencias en el correcto muestreo de la señal y en la potencia de la señal digitalizada. El esquema de esta configuración se puede apreciar en la figura 25.

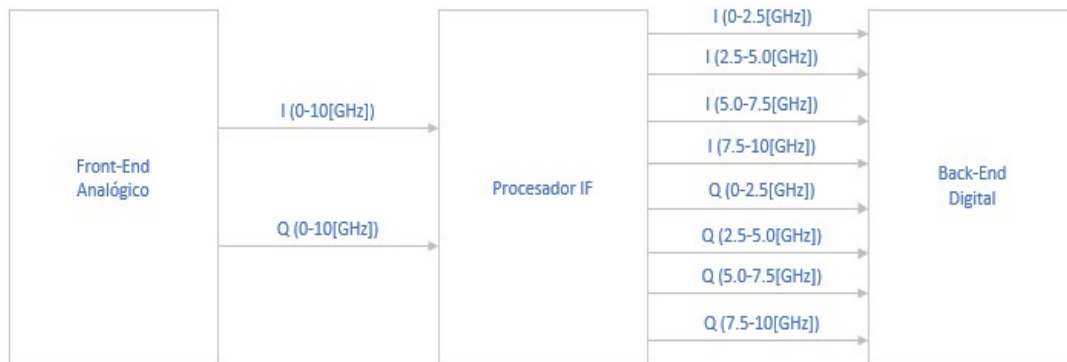


Figura 25: Diagrama de bloques del circuito IF con el uso de Zonas de Nyquist

Si bien ambas alternativas ya expuestas son interesantes, esta memoria de título se centra en el estudio de la utilización del concepto de zonas de Nyquist para el desarrollo del proyecto, ya que esta opción además de responder a los requerimientos establecidos presenta la gran ventaja de aprovechar el ancho de banda total al digitalizar las señales analógicas de forma instantánea mediante la utilización de los 8 ADC con los que cuenta la nueva tarjeta.

2.3. Zonas de Nyquist

2.3.1. Introducción

En la presente sección se busca entregar una explicación completa de lo que es un proceso de digitalización y del rol de las zonas de Nyquist en dicho proceso, para esto se explican teóricamente ambos conceptos y luego se da paso al análisis de las zonas de Nyquist en este proyecto en concreto, para terminar la sección con los resultados y análisis de una actividad experimental que tiene como objetivo corroborar el funcionamiento de dicha configuración. Todo esto con el objetivo de clarificar si es posible utilizar el concepto de zonas de Nyquist en el desarrollo del nuevo procesador IF para el proyecto LCT.

2.3.2. Digitalización

En ambos casos expuestos con anterioridad en la sección 2.2.5 la digitalización es parte fundamental de ambos procesos, esta presenta diferentes ventajas al momento de trabajar con la información que contiene una señal, como el mejor aprovechamiento del ancho de banda, la encriptación de datos o el hecho de que al momento de trabajar la señal el ruido en la misma no es acumulativo al utilizar repetidores de la señal y no amplificadores [12]. Así, para transformar una señal análoga en una señal digital, se debe utilizar un convertidor análogo-digital o ADC (*analog-digital converter*) que toma la señal continua y la transforma a valores digitales. Este proceso de transformación de la señal se divide en tres sub procesos diferentes, el primero corresponde al muestreo de la señal, en el cual se tomaran valores de la señal original a cierta frecuencia de muestreo. Luego de esto existe el proceso de cuantificación en el cual se analizan los valores de cada muestra para que finalmente la señal se someta a un proceso de codificación.

Muestreo: En la etapa de muestreo, se toman valores de la señal analógica a cierta frecuencia de muestreo, a mayor frecuencia de muestreo mayor será el numero de puntos tomados de la señal original y, por ende, existieran menos perdidas de la misma.

Considerando $x(t)$ como la señal a muestrear y $p(t)$ un tren de pulsos, la señal muestreada será $x_s(t)$.

$$p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \gamma(t - nT_s) \quad (6)$$

$$x_s(t) = x(t)p(t) = x(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \gamma(t - nT_s) \quad (7)$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s)\gamma(t - nT_s) \quad (8)$$

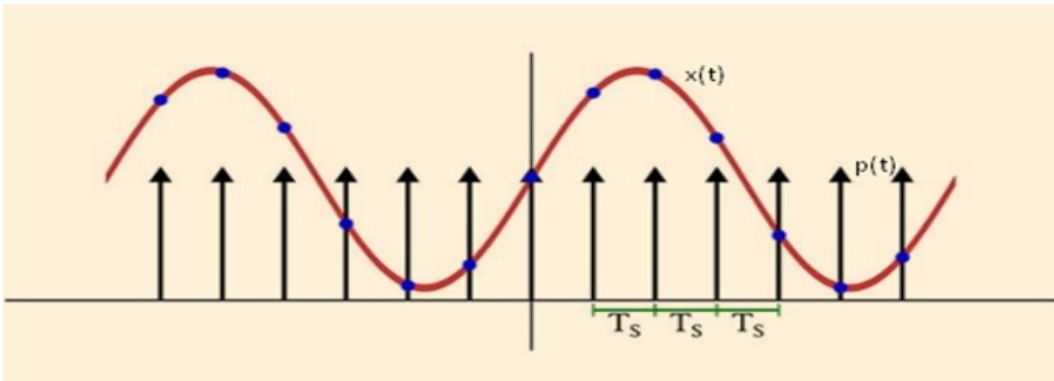


Figura 26: Señal a muestrear $x(t)$ y tren de pulsos $p(t)$

Así, el espacio entre cada delta del tren de impulsos estará dado por el periodo de la frecuencia de muestreo T_s que a su vez estará condicionada por el teorema de Nyquist-Shannon, el cual dice que para recomponer una señal analógica a partir de sus muestras, la frecuencia del muestreo ha de ser al menos el doble que la frecuencia de la señal para que no ocurra Aliasing (ecuación 9).

$$F_s > 2F_B \quad (9)$$

Así, el aliasing es el resultado de un incorrecto muestreo en la etapa de digitalización. Por lo general este fenómeno se da cuando se viola el criterio de Nyquist y se utiliza una frecuencia de muestreo inferior al doble de la frecuencia de la señal muestreada, lo cual se traduce en una baja toma de muestras que provoca que luego de dicho proceso la reconstrucción de la señal original no sea posible. Dicho fenómeno se puede apreciar a continuación en la figura 27.

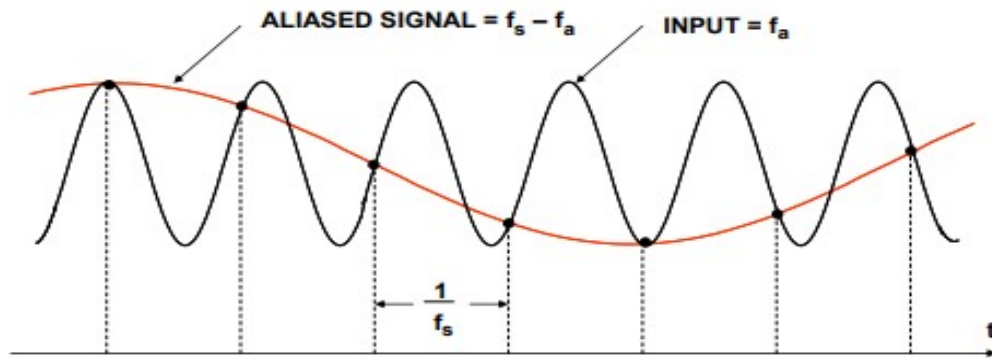


Figura 27: Aliasing entre la frecuencia de la señal f_a y la frecuencia de muestreo f_s (Fuente: Walt Kester, "What the Nyquist Criterion Means to Your Sampled Data System Design " Analog Devices.)

Sin embargo como ya se ha comentado con anterioridad, existe una extensión de este teorema que incluye el sub muestreo de señales mediante el concepto zonas de Nyquist, lo cuales se explica en la siguiente sección.

Cuantificación: El segundo sub proceso corresponde a la cuantificación. Una vez que se tiene muestreada la señal, se deben establecer valores para dichos puntos, los cuales pueden corresponder a voltios, milivolios o a cualquier escala de amplitud de señal.

Codificación: Finalmente, la tercera etapa es la codificación, en este sub proceso, a cada valor muestreado y cuantificado, se le asigna un valor 0 y 1 en base al código binario. Es así como entre mayor cantidad de bits posea el ADC a utilizar, mayor será la capacidad de representar valores analógicos mediante 0 y 1, por ende, mayor será la fidelidad de la señal muestreada respecto a la señal original.

2.3.3. Teoría de Zonas de Nyquist

A pesar de lo mencionado en el apartado de muestreo de la sección anterior, existe una extensión en el teorema de Nyquist. Las zonas de Nyquist corresponden a aquellas zonas en las que es posible sub muestrear una señal sin presencia de Aliasing a pesar de no cumplir con el teorema de Nyquist en su sentido tradicional, ya que se vale de la digitalización de señales pasa banda que a pesar de que su frecuencia máxima no cumple con el teorema de Nyquist, si lo hace su ancho de banda. Un ejemplo se puede ver en la figura 28, donde si bien la frecuencia F_H podría superar el límite de Nyquist, no lo hace el ancho de banda B , el cual puede ser muestreado utilizando un ADC que no tiene por qué tener una frecuencia de muestreo de dos veces F_H , ya que basta con una frecuencia de muestreo de dos veces el ancho de banda B . [14]

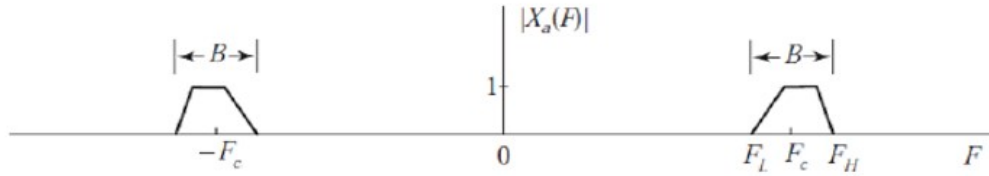


Figura 28: Representación del ancho de banda de una señal (Fuente: Javier Martinez G. (2010). “*Model behaviour of future optical wireless networks*”.(Tesis). Universidad autónoma de Madrid. España.)

Así, las zonas de Nyquist se dan en zonas correspondientes a rangos de frecuencias que respondan a la ecuación 10.

$$\frac{2F_H}{k} < 2F_s < \frac{2F_L}{k-1} \quad (10)$$

Donde k es el numero de intervalos permitidos de diferentes zonas sin que existan solapamientos. Así, se puede notar que para k=1, tenemos el teorema de Nyquist-Shannon.

$$2F_H < 2F_s < \infty$$

Como es de esperar, la existencia de las zonas de Nyquist no significan un muestreo a frecuencias exageradamente altas respecto a una tasa de muestreo mínima, ya que esto también tendrá consecuencias en la calidad de la señal digitalizada, y como se puede ver en la figura 29 a partir de la tercera zona de Nyquist el margen para un correcto muestreo y por ende también una correcta digitalización se vuelve cada vez mas estrecho. Así, el máximo valor que podrá tomar k dependerá de la siguiente ecuación.

$$k_{max} = \frac{F_H}{B} \quad (11)$$

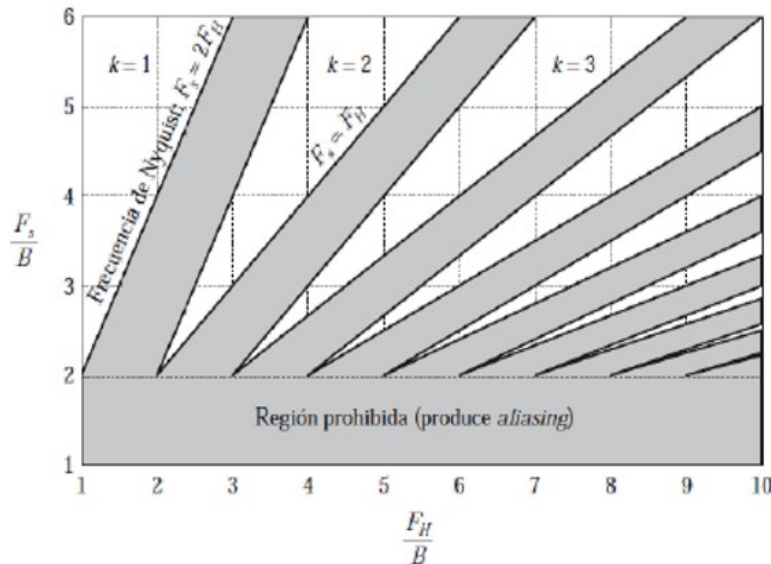


Figura 29: Zonas de Nyquist (Fuente: Javier Martinez G. (2010). “*Model behaviour of future optical wireless networks*”.(Tesis). Universidad autónoma de Madrid. España.)

Espectralmente en la figura 30.A se puede apreciar el resultado del muestreo en la primera zona de Nyquist en la cual la frecuencia IF es menor a $f_s/2$, por lo cual cumple el teorema de Nyquist en el sentido

tradicional, mientras que en la figura 30.B se puede apreciar el muestreo en la segunda zona de Nyquist, donde la principal diferencia es la inversión del espectro de la banda muestreada, lo que es fácilmente corregible reordenando las componentes espectrales mediante la FFT, es importante notar que a pesar de la inversión espectral, la imagen que cae en la segunda zona de Nyquist contendrá toda la información original de la banda de interés.

De igual forma en la figura 30.C se tiene la tercera zona de Nyquist, la cual aparecerá en el mismo orden que la primera, siendo así las zonas pares imágenes de las zonas impares.

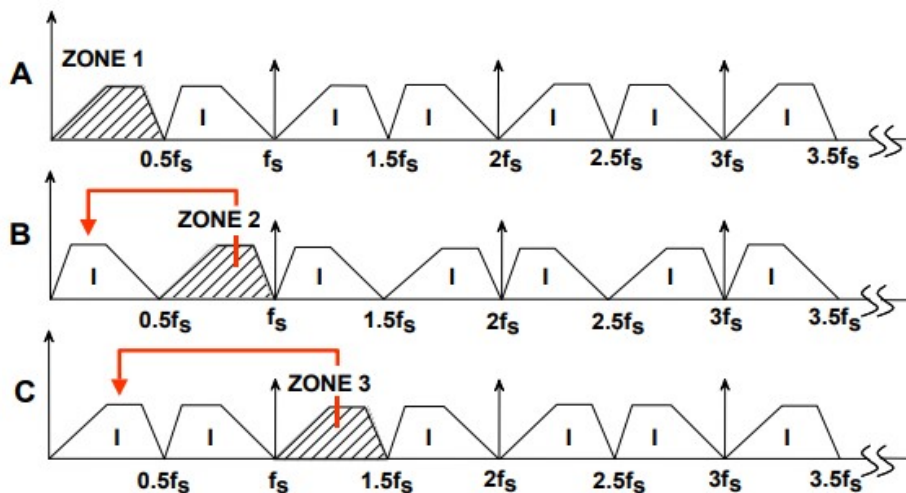


Figura 30: Espectros de las Zonas de Nyquist (Fuente: Walt Kester, “What the Nyquist Criterion Means to Your Sampled Data System Design ” Analog Devices.)

2.3.4. Análisis en zonas de Nyquist para el procesador IF del LCT

En base a lo expuesto en anteriormente y el esquema de la figura 25 de la sección 2.2.5, se desprende que al hacer uso de las zonas de Nyquist, lo que se busca es, por medio del circuito IF, dividir la banda de frecuencia de entrada al procesador IF 0-10[GHz] en sub bandas de 2.5[GHz] de ancho de banda, esto se puede apreciar en la figura 31, en la cual se distinguen las cuatro sub bandas y su ubicación en frecuencia, llegando hasta la cuarta zona de Nyquist si se considera una tasa de muestreo de 5[GSPS].

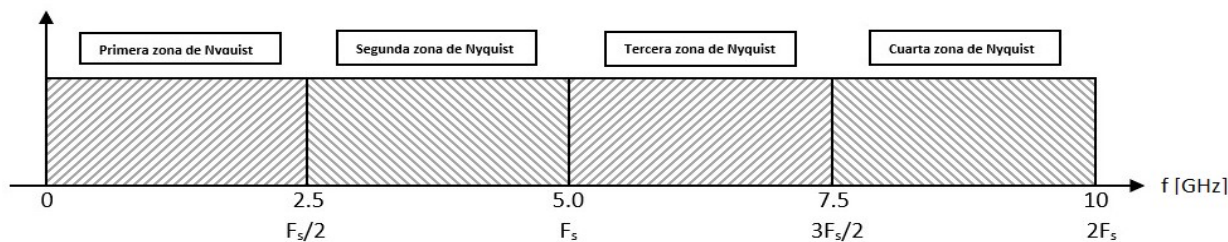


Figura 31: Espectros de las Zonas de Nyquist para el proyecto LCT

Así, de la ecuación 11 se desprende que el número máximo de zonas de Nyquist permitido para la banda 0-10[GHz] con un ancho de banda de 2.5[GHz] estará dado por:

$$k_{max} = \frac{F_H}{B} = \frac{10}{2,5} = 4 \quad (12)$$

Es importante notar que si bien k_{max} sera 4, cada sub banda tendrá un valor de F_H distinto, como se puede ver a continuación.

$$k_1 = \frac{F_H1}{B} = \frac{2,5}{2,5} = 1$$

$$k_2 = \frac{F_H2}{B} = \frac{5,0}{2,5} = 2$$

$$k_3 = \frac{F_H3}{B} = \frac{7,5}{2,5} = 3$$

$$k_4 = \frac{F_H4}{B} = \frac{10}{2,5} = 4$$

Además de lo anterior, se sabe que la frecuencia de muestreo de los ADC de la nueva tarjeta digitalizadora es de 5[GSPS] y que el ancho de banda de cada sub banda es de 2.5[GHz], por lo tanto se tiene lo siguiente

$$\frac{F_s}{B} = \frac{5,0}{2,5} = 2$$

Considerando lo anterior y cada uno de los valores que toma K, se tiene la siguiente gráfica.

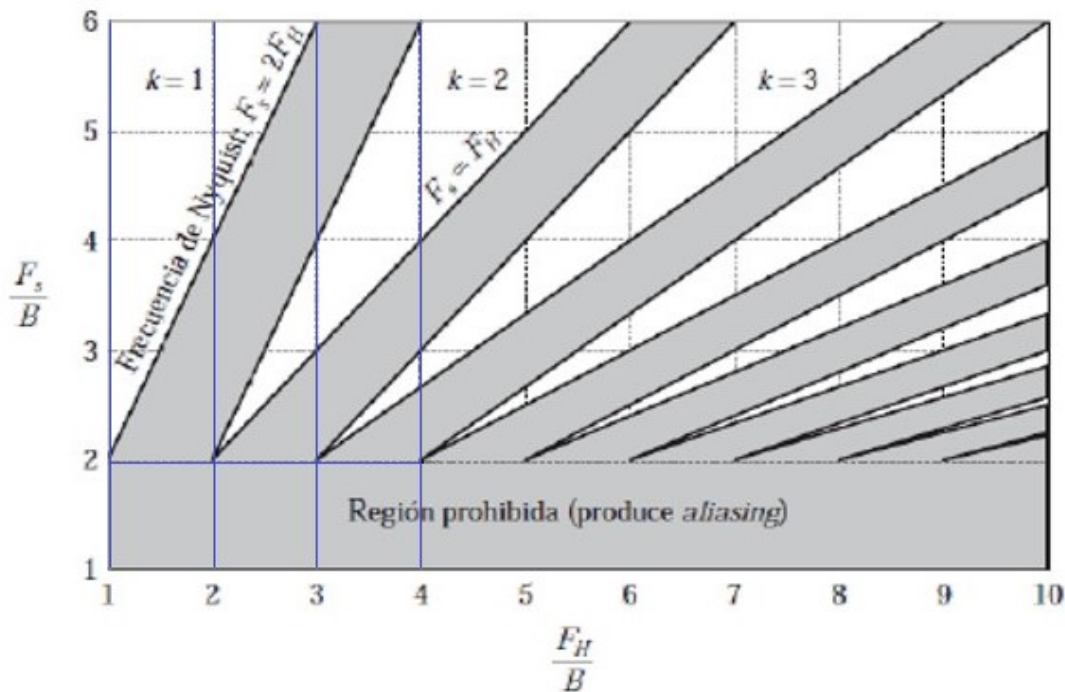


Figura 32: Zonas de Nyquist para el proyecto LCT

Por lo cual a una frecuencia de muestreo de 5[GSPS] para la banda de 0-10[GHz] se podrá trabajar como máximo en la cuarta zona de Nyquist.

Es importante considerar el gráfico de la figura 32, ya que en dicho gráfico están expuestos los 4 valores que puede tomar la variable k, pero estos deben ser analizados por separado. Por ejemplo, si se toma $\frac{F_H}{B}=4$, espectralmente se tiene la figura 33, la cual de forma gráfica es equivalente a lo expuesto en la figura 34.



Figura 33: Señal pasa banda con frecuencia carrier de 8.75[GHz] y ancho de banda B de 2.5[GHz]

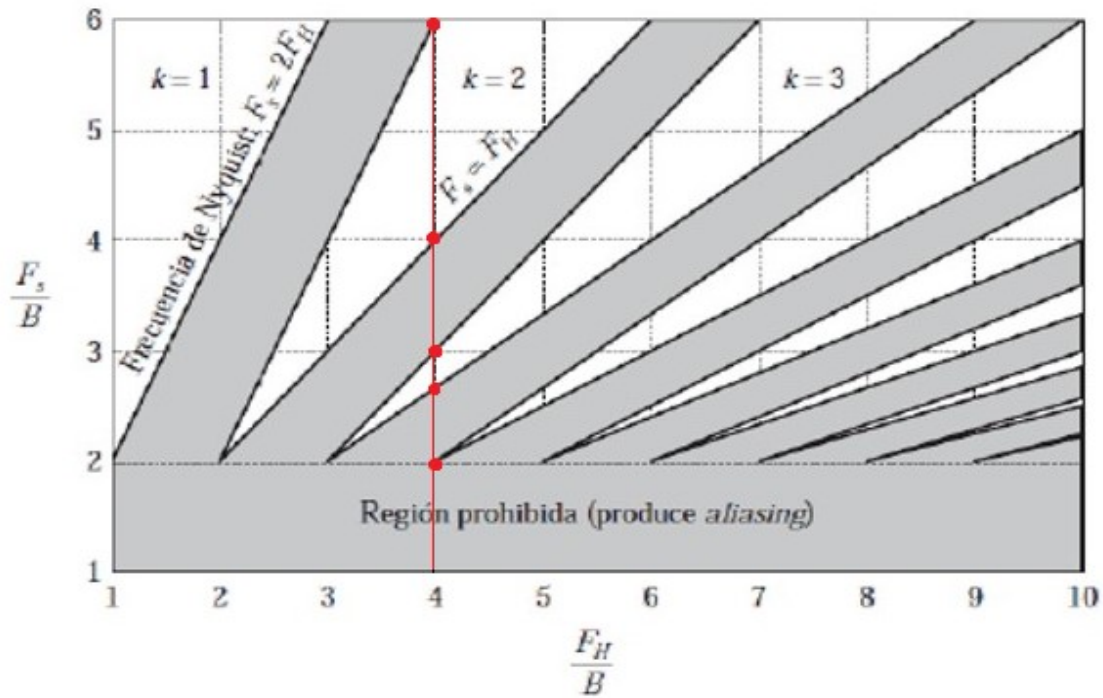


Figura 34: $k = \frac{F_H}{B} = 4$

De la figura 34 se deduce que con $k=4$, es decir con un valor máximo de frecuencia de 10[GHz] y un ancho de banda de 2.5[GHz] se puede trabajar tanto en la segunda, tercera o cuarta zona de Nyquist, sin embargo, si se quisiera trabajar en la segunda o tercera zona de Nyquist, la frecuencia de muestreo obligatoriamente tendría que cambiar.

Para la segunda zona de Nyquist.

$$\frac{F_s}{B} = 6$$

$$F_s = 6 * 2,5 = 15[GSPS]$$

$$\frac{F_s}{B} = 4$$

$$F_s = 4 * 2,5 = 10[GSPS]$$

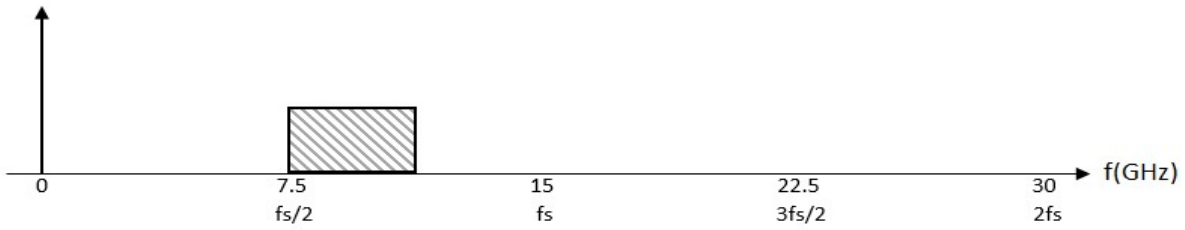


Figura 35: Señal pasa banda de 7.5-10[GHz] en el rango bajo de frecuencia de la segunda zona de Nyquist

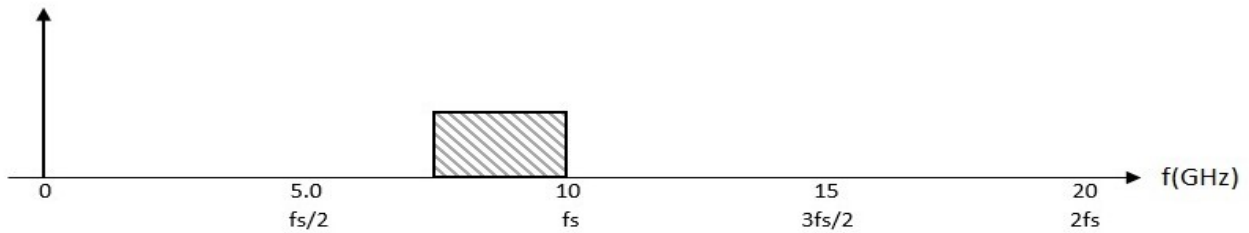


Figura 36: Señal pasa banda de 7.5-10[GHz] en el rango alto de frecuencia de la segunda zona de Nyquist

Para la tercera zona de Nyquist.

$$\frac{F_s}{B} = 3$$

$$F_s = 3 * 2,5 = 7,5[GSPS]$$

$$\frac{F_s}{B} = 2,67$$

$$F_s = 2,67 * 2,5 = 6,675[GSPS]$$

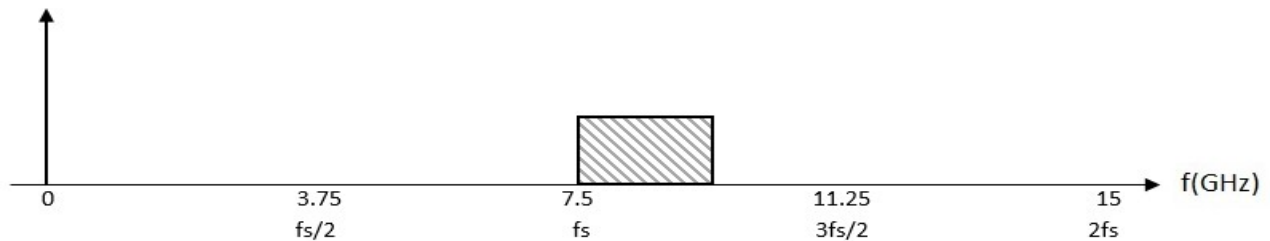


Figura 37: Señal pasa banda de 7.5-10[GHz] en el rango bajo de frecuencia de la tercera zona de Nyquist

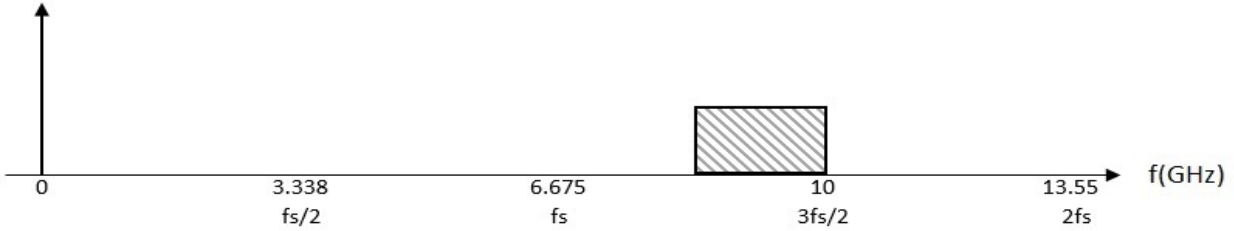


Figura 38: Señal pasa banda de 7.5-10[GHz] en el rango alto de frecuencia de la tercera zona de Nyquist

Mientras que para la cuarta zona de Nyquist es el caso ya calculado anteriormente con $\frac{F_s}{B} = 2$ que da una frecuencia de muestreo de 5[GSPS].

Como se puede ver, la sub banda de 7.5-10[GHz] se puede muestrear en la segunda zona de Nyquist siempre y cuando la frecuencia de muestreo este entre 10 y 15[GSPS], mientras que para muestrear la misma señal en la tercera zona de Nyquist, la frecuencia de muestreo tiene que estar entre 6.5 y 7.5[GSPS], de lo cual se puede notar que a medida que se avanza en las zonas de Nyquist el margen de variación de la frecuencia de muestreo se hace más pequeño. Así, para muestrear correctamente la señal en la cuarta zona de Nyquist, la frecuencia de muestreo debe ser obligatoriamente 5[GSPS] sin espacio a variaciones. De esto se deduce que para las cuatro sub bandas de 2.5[GHz] de ancho de banda se trabaja en un límite muy acotado, ya que un muestreo a 5[GSPS] en la banda de 0-10[GHz] corresponde la tasa mínima de muestreo teórica.

2.3.5. Experimentación y análisis

Contexto

Como se ha mencionado antes la utilización de las zonas de Nyquist en un receptor tiene múltiples beneficios, por lo cual en pos de verificar el funcionamiento de dicho concepto se realiza una actividad experimental con la cual se pretende poner en práctica el estudio teórico expuesto en la sección anterior y analizar si es posible o no realizar el diseño del procesador IF en base a un funcionamiento considerando este concepto.

Método

Para realizar esta actividad experimental se monto un setup compuesto por diferentes instrumentos que se detallan a continuación.

El espectrómetro digital “Roach 2” de 4096 canales trabaja con un maximo de potencia de entrada de 10[dBm] y cuenta con dos ADC’s de 8 bits cada uno configurables en su tasa de muestreo hasta 5[GSPS]. Sin embargo, por la propia implementación del espectrómetro no se disponía de los códigos para la implementación de la actividad con un ancho de banda de 2.5[GHz], por lo cual el valor de ancho de banda que se utiliza es de 1.6[GHz], figura 39.a.

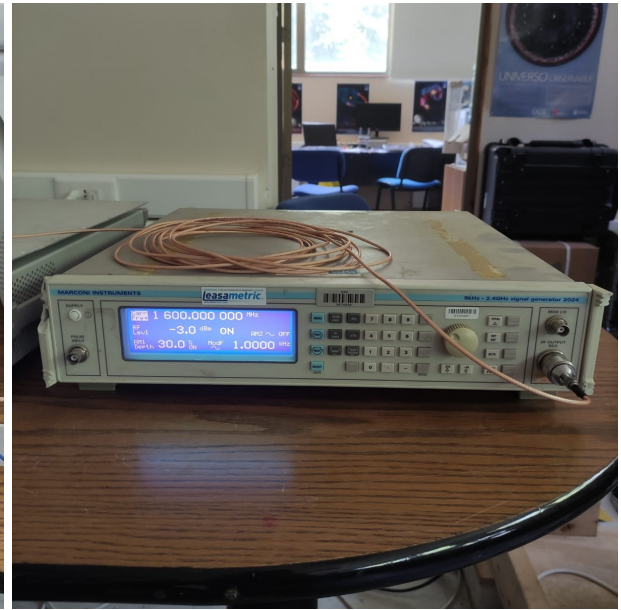
El sintetizador de señales “MXG Analog Signal Generator N5183B” que tiene la capacidad de sintetizar señales de 9[kHz] hasta 20[GHz], figura 39.b.

Un segundo sintetizador de señales “Signal generator 2024” que sintetiza señales de 9[kHz] hasta 2.4[GHz], figura 39.c.

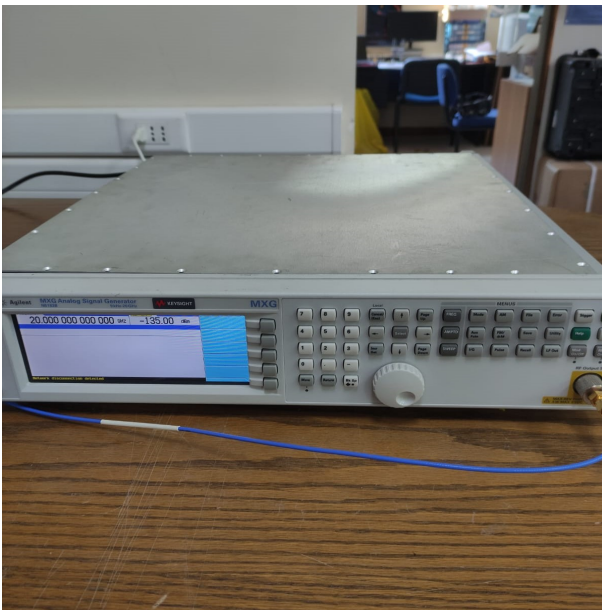
Y finalmente un computador para en análisis de los datos entregados por la Roach 2, figura 39.d.



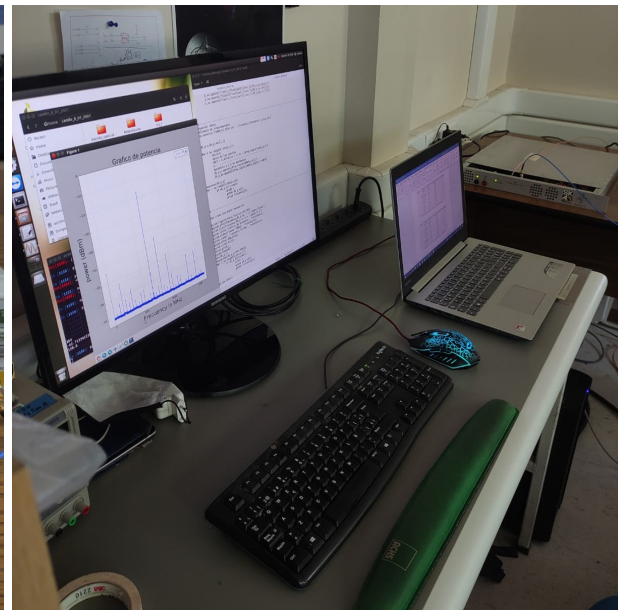
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 39: Instrumentos utilizados en la actividad experimental. a) Roach 2. b) Sintetizador de señales “MXG Analog Signal Generator N5183B”. c) Sintetizador de señales “Signal generator 2024”. d) PC de escritorio.

Considerando lo anterior, se configuro el sintetizador de señales “Signal generator 2024” a 1.6[GHz] como el clock del sistema, el cual corresponde al ancho de banda de una frecuencia de muestreo de 3.2[GHz] y se realizó una medición del piso de ruido del digitalizador a esta frecuencia de muestreo para conocer su comportamiento al momento de hacer las diferentes mediciones, para lo cual se conectó una carga de 50[Ω] a la entrada del ADC, figura 40.a. La medición del piso de ruido se puede ver en la figura 42.b.



(a)

(b)

Figura 40: a) Carga de $50[\Omega]$. b) Atenuador de $4[\text{dB}]$

Es así, como con el objetivo de asemejar lo máximo posible la actividad experimental a lo que se busca en el procesador IF del proyecto LCT, mediante el sintetizador de señales “MXG Analog Signal Generator N5183B” se generan 10 diferentes tonos dentro de las 4 primeras zonas de Nyquist a una potencia de $-10[\text{dBm}]$ cada uno, mas un atenuador de $4[\text{dB}]$ conectado entre el sintetizador de señales que generó los tonos y el digitalizador, figura 40.b.

Los 40 tonos seleccionados para la digitalización se pueden ver en el cuadro 2, los cuales corresponden a lo expuesto en la figura 41.

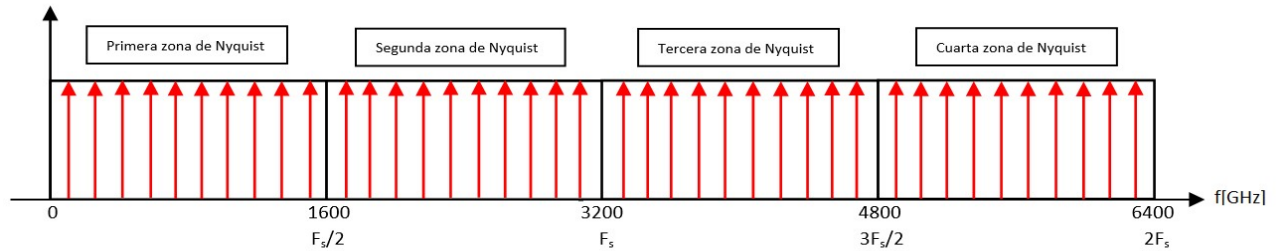


Figura 41: Gráfica de los tonos generados en las primeras cuatro zonas de Nyquist en relación a una frecuencia de muestreo F_s de $3.2[\text{GHz}]$.”

N°	Zonas de Nyquist			
	1era [MHz]	2da [MHz]	3era [MHz]	4ta [MHz]
1	150	1750	3350	4950
2	300	1900	3500	5100
3	500	2100	3700	5300
4	650	2250	3850	5450
5	850	2450	4050	5650
6	900	2500	4100	5700
7	1100	2700	4300	5900
8	1300	2900	4500	6100
9	1450	3050	4650	6250
10	1550	3150	4750	6350

Cuadro 2: Tonos generados en las primeras cuatro zonas de Nyquist en relación con una frecuencia de muestreo F_s de 3.2[GHz].

Resultados y análisis

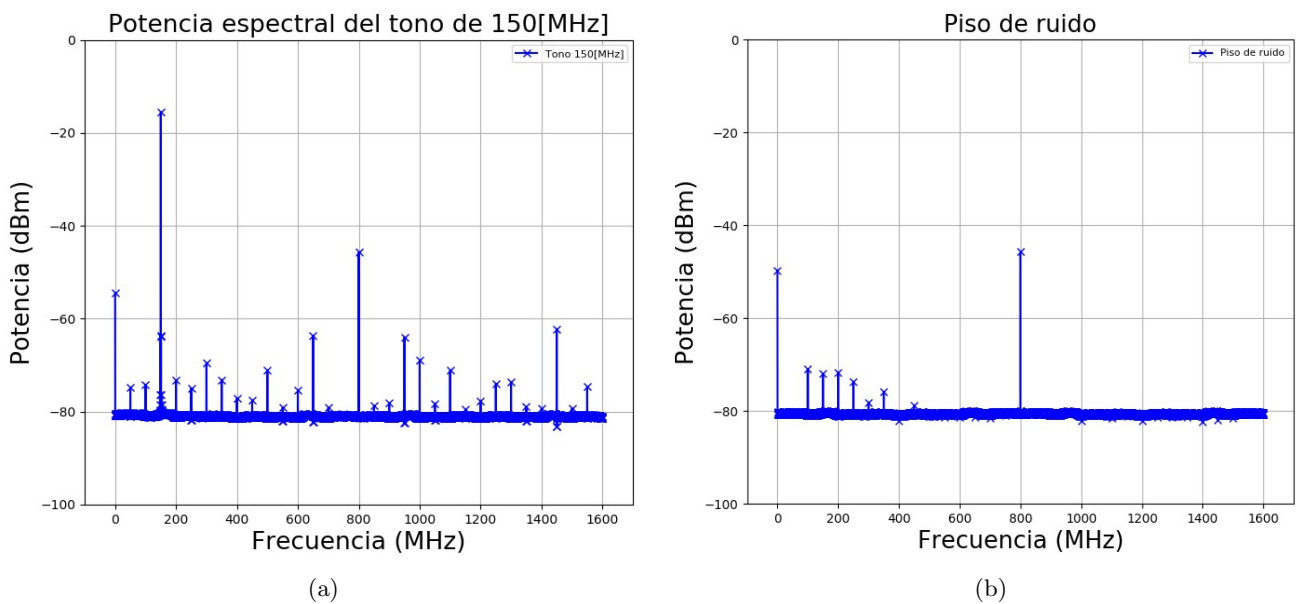


Figura 42: a) Tono de 150[MHz] digitalizado a una frecuencia de muestreo de 3200[MHz]. b) Piso de ruido del digitalizador a una frecuencia de muestreo de 3200[MHz].

La figura 42.a corresponde a la potencia espectral del primer tono digitalizado de 150[MHz] mediante una frecuencia de muestreo de 3200[MHz], en la cual se puede apreciar que la potencia disminuye luego de la digitalización, ya que el tono de 150[MHz] digitalizado figura con una potencia de -15.49[dBm]. Si se considera que la potencia de la señal inyectada es de -10[dBm] y que se agregó un atenuador de 4[dB], la potencia perdida es de 1.49[dBm] la cual se puede atribuir a los cables y conectores utilizados para la medición.

En la misma figura se puede apreciar un tono espurio que aparece en 1450[MHz], este tono está directamente relacionado al ancho de banda del digitalizador correspondiente a 1600[MHz] y al tono digitalizado de 150[MHz] siendo en la primera zona de Nyquist la resta de ambos valores. Dicho tono espurio se presenta en todas las mediciones realizadas en todos los tonos en las primeras cuatro zonas de Nyquist, sin

embargo, este puede ser eliminado en post procesamiento de la señal ya que se conoce su posición en el espectro en todo momento, posición que responde a la siguiente ecuación.

$$1600 * N(Z) - f_a \quad (13)$$

Donde $N(Z)$ toma el valor 1, 2, 3 o 4 de acuerdo a la zona de Nyquist de trabajo y f_a corresponde a la frecuencia del tono de interés.

De la misma figura es distinguible la existencia de diferentes armónicos a lo largo de todo el espectro que no corresponden ni al armónico principal dado en f_a , ni tampoco a los tonos que aparecen en el piso de ruido del digitalizador (figura 42.b) o al tono espurio ya comentado. Estos tonos tienen dos diferentes procedencias, algunos son armónicos propios de un proceso de digitalización y aparecen como múltiplos de $|\pm K f_s \pm n f_a|$ que por lo general son tonos de baja potencia.

La aparición de dos armónicos de potencia considerable en las frecuencias 650[MHz] y 950[MHz] en la figura 42.a se debe a la resta y suma entre el tono principal de 150[MHz] y el tono de 800[MHz] de la figura 42.b, similar a lo que sucede en un proceso de mezcla análoga.

Para entender la procedencia del tono en 800[MHz] se debe recordar que, como se ha explicado con anterioridad, el espectrómetro digital Roach 2 posee 2 ADC, los cuales a su vez trabajan con 4 ADC cada uno. Para esta actividad se trabaja con uno de estos dos ADC, que como se puede apreciar en la figura 43 utiliza a su vez los 4 ADC ya mencionados, en esta imagen se utiliza una frecuencia de clock de 2.5[GHz] la cual se divide en dos señales de frecuencia de 1.25[GSPS] invertidas en fase una respecto a la otra y de ambas se generan dos señales con desfases de 90°, generando así 4 señales para cada uno de los 4 ADC desfazadas hasta en 270° como se puede ver en la figura 44.

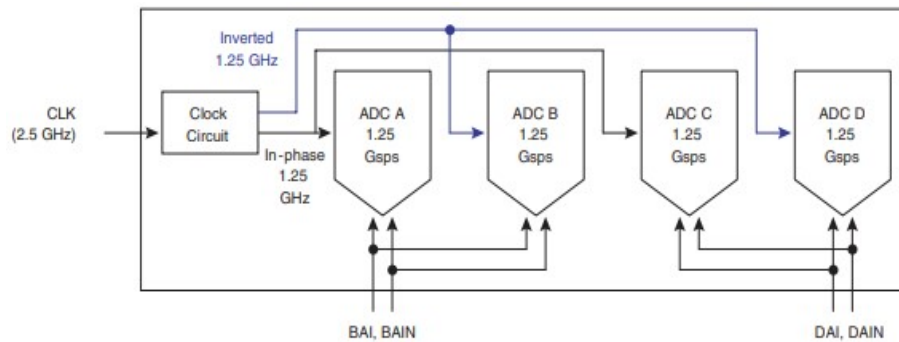


Figura 43: Distribución de la señal de entrada en frecuencia de uno de los dos ADC que posee la “Roach 2” (Fuente: Casper. (2010) “E2V EV8AQ160 QUAD ADC”)

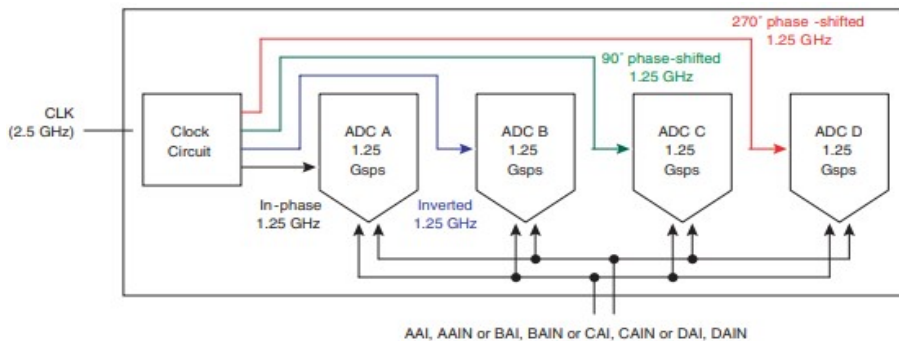


Figura 44: Desfase de la señal de entrada de uno de los dos ADC que posee la “Roach 2” (Fuente: Casper. (2010) “E2V EV8AQ160 QUAD ADC”)

Entonces, en el caso de la “Roach 2” considerando una frecuencia de clock de $\frac{f_s}{2}$ de 1600[MHz] la señal del clock se dividirá en dos señales de 800[MHz], las cuales a su vez generaran una señales mas en 800[MHz] cada una desfazadas en 90°, completando así una frecuencia de muestreo en conjunto de 3200[MHz], lo cual provocara la aparición de un armónico en 800[MHz] y un tono DC en 0[MHz] en cada gráfica, los cuales mantienen una potencia constante en las cuatro primeras zonas de Nyquist, lo cual tiene sentido al tener el clock una potencia fija.

De forma contraria, los 8 armónicos de muy baja potencia que se aprecian en la figura 42.b comprendidos entre 100[MHz] y 500[MHz] disminuyen su potencia de acuerdo a la zona de Nyquist por lo cual se pueden asociar al ruido electrónico interno del digitalizador.

De igual forma, en la figura 42.b, se puede apreciar el piso de ruido del digitalizador que aparece por debajo de los -80[dBm]. Este valor es intrínseco del digitalizador, sin embargo, este tiene una explicación matemática, pero para entenderla primero se debe definir el concepto de SNR (*Signal to Noise Ratio*).

La razón señal a ruido o SNR corresponde a la comparación entre la potencia de la señal deseada y la potencia de la señal no deseada que se denomina ruido. Así, entre mayor sea el valor de SNR menor será la influencia del ruido sobre la señal de interés, por lo cual, si la potencia del ruido N es pequeña, la potencia de la señal deseada S también puede serlo, ya que serán fácilmente diferenciables, sin embargo, si la potencia del ruido es considerable, la potencia de la señal S también tendrá que serlo para mantener la SNR estable. La razón señal a ruido por lo general se mide en dB y está dada por la siguiente ecuación.

$$SNR = 10 \log\left(\frac{S}{N}\right)[dB] \quad (14)$$

Tomando en cuenta lo anteriormente mencionado, en el proceso de digitalización se puede distinguir una SNR ideal que representa el rendimiento teórico perfecto de un ADC de n bits. Dicha SNR se puede calcular mediante la siguiente ecuación.

$$SNR = 6,02n + 1,76[dB] = 6,02 * 8 + 1,76 = 49,92[dB] \quad (15)$$

Donde n corresponde al numero de bits del digitalizador, que para el caso de la Roach 2 es ocho bits, por lo cual la SNR teórica del digitalizador es de 49.92[dB].

En la mayoría de las aplicaciones prácticas, la entrada al ADC esta dada por una banda de frecuencias más algún ruido inevitable, por lo que el ruido de cuantificación tiende a ser aleatorio. Sin embargo, en aplicaciones de análisis espectral o al realizar FFT en ADC que utilizan ondas sinusoidales espectralmente puras como entradas (como en este caso) la correlación entre el ruido de cuantificación y la señal depende de la relación entre la frecuencia de muestreo y la señal de entrada.

Dicha variación en la distorsión armónica aparente del ADC es un resultado del proceso de muestreo causado por la correlación del error de cuantificación con la frecuencia de entrada. En una aplicación práctica de ADC, el error de cuantificación generalmente aparece como un ruido aleatorio debido a la naturaleza aleatoria de la señal de entrada de banda ancha y al hecho adicional de que generalmente hay una pequeña cantidad de ruido del sistema que actúa como una señal de oscilación para aleatorizar aún más la cuantificación. [20]

Dicho esto, el piso de ruido de la FFT no es la SNR del ADC, porque la FFT actúa como un analizador de espectro analógico con un ancho de banda de $\frac{f_s}{M}$, donde M es el número de puntos en la FFT. El piso de ruido teórico de la FFT es $10 * \log\left(\frac{M}{2}\right)$ dB por debajo de la SNR del digitalizador, por lo cual el piso de ruido responde la ecuación 16, lo que se corresponde con la figura 45.

$$NoiseFloor = SNR + 10 * \log\left(\frac{M}{2}\right) = 49,92 + 10 * \log\left(\frac{4096}{2}\right) = 83,03[dBm] \quad (16)$$

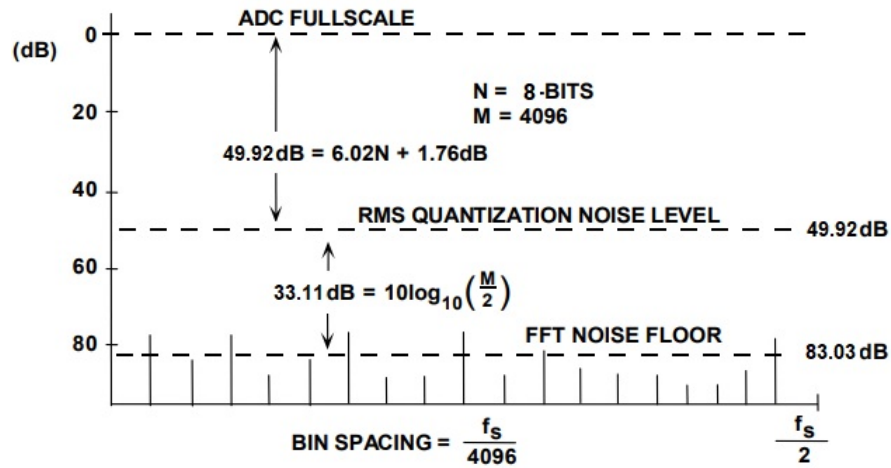
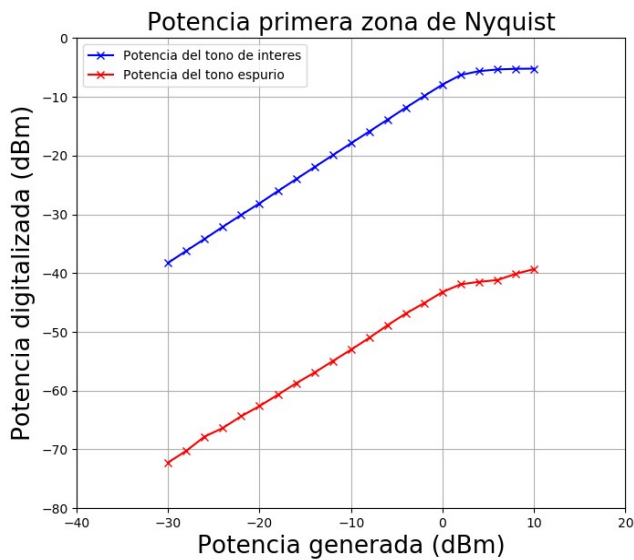
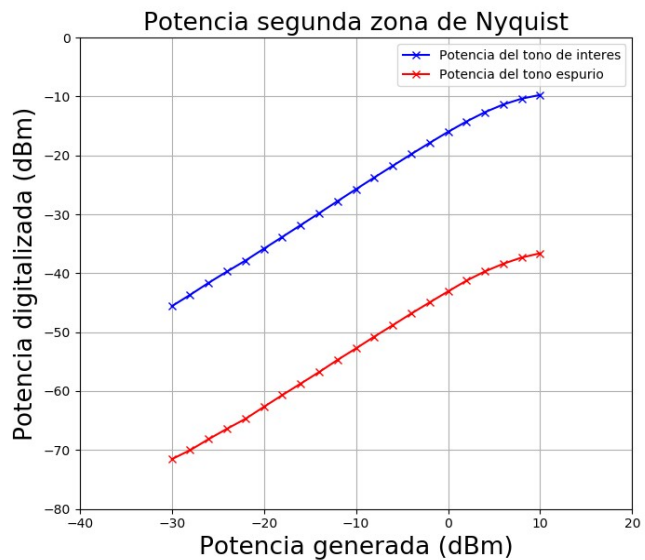


Figura 45: Piso de ruido teórico del espectrómetro "Roach 2"

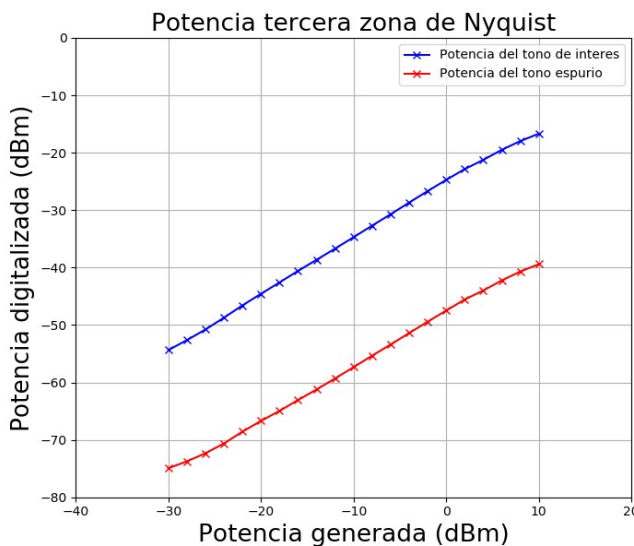
Por otra parte, la potencia de la señal inyectada es un parámetro de importancia para las mediciones y si bien la medición de la figura 42.a se hizo a una potencia de -10[dBm], es importante caracterizar la linealidad en el aumento de potencia que pueda existir entre el tono espurio y el armónico de interés al inyectar la señal a mayor potencia al digitalizador y en base a esto decidir que potencia es la mas adecuada para realizar las mediciones. Para lograr esta caracterización a continuación, en la figura 46, se muestran los resultados de un barrido en potencia, correspondiente a la digitalización de un tono en específico en cada una de las cuatro primeras zonas de Nyquist a diferentes potencias, desde -30[dBm] hasta 10[dBm].



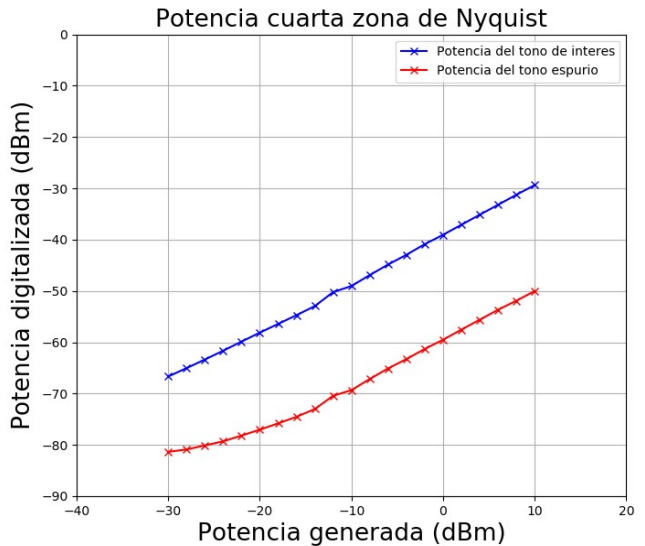
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 46: Comparación del aumento de potencia presentado por el armónico de interés (línea azul) y el tono espurio (línea roja) de acuerdo a un barrido de potencia en la señal inyectada en las primera cuatro zonas de Nyquist. a) Potencia para un tono de 1300[MHz]. b) Potencia para un tono de 2900[MHz]. c) Potencia para un tono de 4500[MHz]. d) Potencia para un tono de 6100[MHz].

Como se puede apreciar en la figura 46, ambas curvas (azul para el tono de interés y roja para el tono espurio) son considerablemente lineales una respecto a la otra en las cuatro zonas de Nyquist, esto indica que al aumentar la potencia en la señal de entrada al digitalizador, la señal digitalizada aumentará su potencia en el mismo valor que el tono espurio, es decir el aumento de potencia se repartirá en partes iguales entre el armónico de interés correspondiente a la señal de entrada y el tono espurio. Esto en parte es bueno, ya que las gráficas no arrojan que el tono espurio se potencie más que el armónico principal, por lo cual lo importante será la diferencia de potencia entre ambos tonos después de la digitalización.

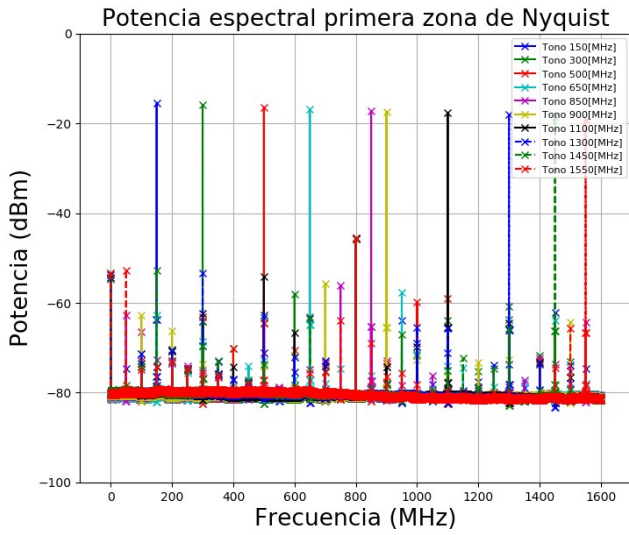
Mencionado lo anterior, también se deben tener en cuenta otros aspectos de las curvas, por ejemplo en la gráfica de la figura 46.a existe una notoria linealidad en el aumento de potencia hasta que la potencia

de la señal inyectada sobre pasa 0[dBm], en ese instante la potencia en la señal digitalizada aumenta muy poco aunque se aumente la potencia de entrada, por lo cual en términos de la primera zona de Nyquist, inyectar los tonos a 0[dBm] o 10[dBm] entregaran un resultado en la digitalización muy similar.

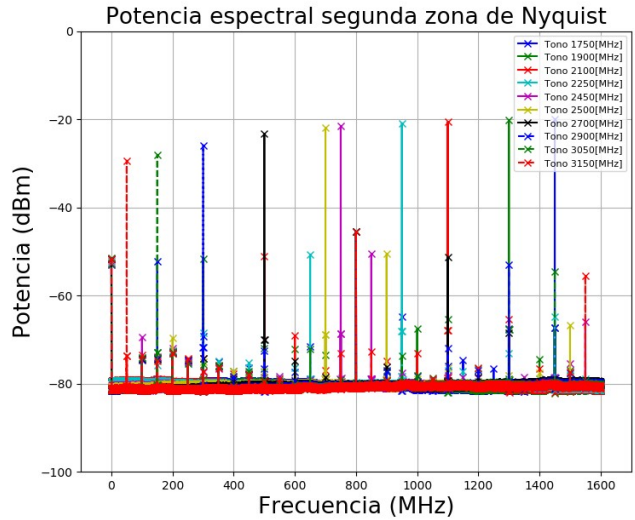
También se debe considerar que en la cuarta zona de Nyquist, correspondiente a la figura 46.d, la curva roja que corresponde al tono espurio es menos lineal respecto a la curva azul en comparación con las demás zonas de Nyquist, esto se puede deber a que la curva roja en su punto mínimo toma valores de potencia cercanos al piso de ruido.

Es por estas consideraciones que para asegurar un buen rendimiento por parte de la tarjeta digitalizadora, para las mediciones de la actividad se utiliza una potencia de -10[dBm] en los cuarenta tonos inyectados al digitalizador, ya que dicha potencia esta justo en medio del barrido en potencia realizado y presenta linealidad en las cuatro zonas de Nyquist.

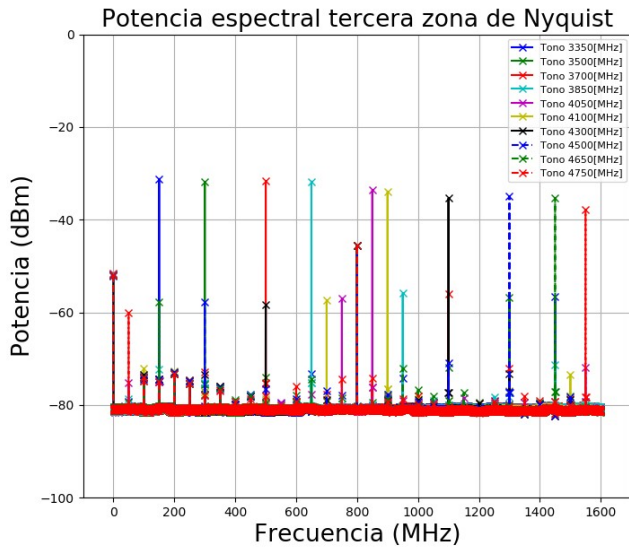
Es así como se inyectan los 10 tonos de frecuencia por cada zona de Nyquist a una potencia de -10[dBm], obteniéndose como resultado los tonos digitalizados presentes en la figura 47.



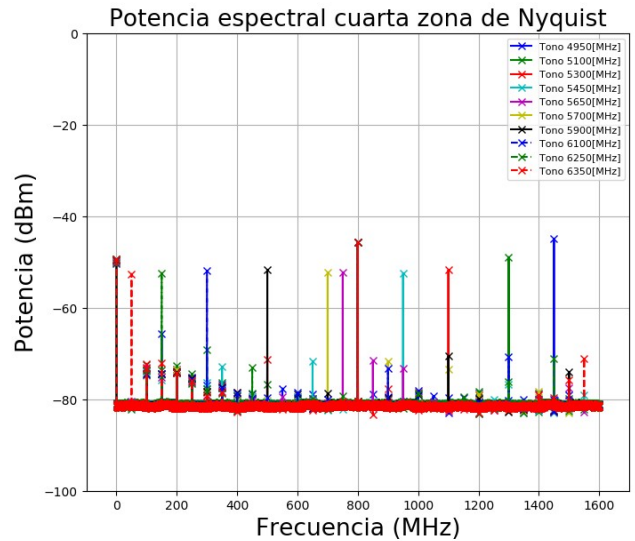
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 47: Resultados de la digitalización a 3200[MSPS] de los 10 tonos en cada Zona de Nyquist. a) Tonos digitalizados en la primera zona de Nyquist. b) Tonos digitalizados en la segunda zona de Nyquist. c) Tonos digitalizados en la tercera zona de Nyquist. d) Tonos digitalizados en la cuarta zona de Nyquist.

De dichas gráficas se desprende el cuadro 3, que corresponde a una representación numérica de los valores de potencias de los 40 tonos digitalizados. En esta tabla se puede apreciar como en promedio la disminución de potencia de los armónicos digitalizados disminuye de forma exponencial al pasar de una zona de Nyquist a otra, cayendo aproximadamente 6[dBm] al pasar de la primera zona a la segunda zona de Nyquist, luego al pasar de la segunda a la tercera zona de Nyquist la potencia vuelve a caer aproximadamente 11 [dBm], para finalmente pasar de la tercera zona a la cuarta zona de Nyquist con una caída de potencia de aproximadamente 17[dBm] respecto a la tercera zona.

De forma análoga en el cuadro 4 se puede ver una representación numérica de los valores de potencias de los 40 tonos espurios presentes en la digitalización. Mientras que en el caso anterior se podía ver una clara caída en potencia, el tono espurio presenta un comportamiento en potencia dinámico, lo cual es

normal dado que es un tono de ruido no deseado en la digitalización.

Zonas de Nyquist								
N°	1era [MHz]	1era[dBm]	2da [MHz]	2da[dBm]	3era [MHz]	3era[dBm]	4ta [MHz]	4ta[dBm]
1	150	-15.49	1750	-19.96	3350	-31.21	4950	-44.87
2	300	-15.89	1900	-20.19	3500	-31.83	5100	-48.80
3	500	-16.35	2100	-20.57	3700	-31.64	5300	-51.56
4	650	-16.78	2250	-20.85	3850	-31.74	5450	-52.30
5	850	-17.28	2450	-21.60	4050	-33.55	5650	-52.20
6	900	-17.35	2500	-21.88	4100	-33.94	5700	-52.16
7	1100	-17.56	2700	-23.36	4300	-35.36	5900	-51.57
8	1300	-18.07	2900	-25.89	4500	-35.00	6100	-51.82
9	1450	-18.64	3050	-28.05	4650	-35.40	6250	-52.28
10	1550	-19.09	3150	-29.37	4750	-37.93	6350	-52.48
Prom		-17.25		-23.17		-33.76		-51.00

Cuadro 3: Potencia de los tonos generados en las primeras cuatro zonas de Nyquist en relación con una frecuencia de muestreo F_s de 3.2[GHz].

Zonas de Nyquist								
N°	1era [MHz]	1era[dBm]	2da [MHz]	2da[dBm]	3era [MHz]	3era[dBm]	4ta [MHz]	4ta[dBm]
1	150	-62.18	1750	-52.28	3350	-56.68	4950	-65.59
2	300	-60.81	1900	-51.74	3500	-56.77	5100	-69.03
3	500	-58.97	2100	-51.12	3700	-56.08	5300	-71.22
4	650	-57.61	2250	-50.67	3850	-55.85	5450	-71.62
5	850	-56.16	2450	-50.58	4050	-57.08	5650	-71.46
6	900	-55.71	2500	-50.57	4100	-57.41	5700	-71.57
7	1100	-54.22	2700	-51.25	4300	-58.44	5900	-70.43
8	1300	-53.30	2900	-53.04	4500	-57.74	6100	-70.64
9	1450	-52.82	3050	-54.59	4650	-57.81	6250	-71.04
10	1550	-52.70	3150	-55.51	4750	-60.17	6350	-71.07
Prom		-56.55		-52.13		-57.40		-70.37

Cuadro 4: Potencia de los tonos espurios generados en base a cada tono inyectado al digitalizador en las primeras cuatro zonas de Nyquist en relación con una frecuencia de muestreo F_s de 3.2[GHz].

Finalmente, derivado de las tablas anteriormente expuestas, en las figuras 48 y 49 se puede ver el comportamiento de los tonos de interés y de los tonos espurios respectivamente.

Así, en la figura 48 se aprecia el comportamiento de los 10 tonos digitalizados en cada zona de Nyquist y se observa de forma clara la caída en potencia que presentan los armónicos al pasar de una zona de Nyquist a otra siendo, como era de esperar, la cuarta zona de Nyquist la zona con valores de potencia más bajos.

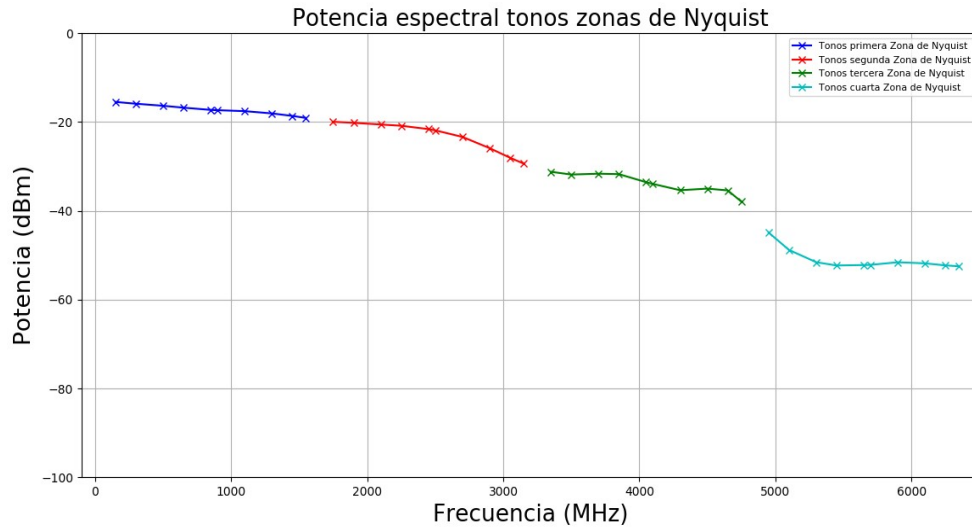


Figura 48: Potencias espectrales correspondientes a los 10 tonos de prueba luego de la digitalización a 3200[MSPS] en cada Zona de Nyquist.

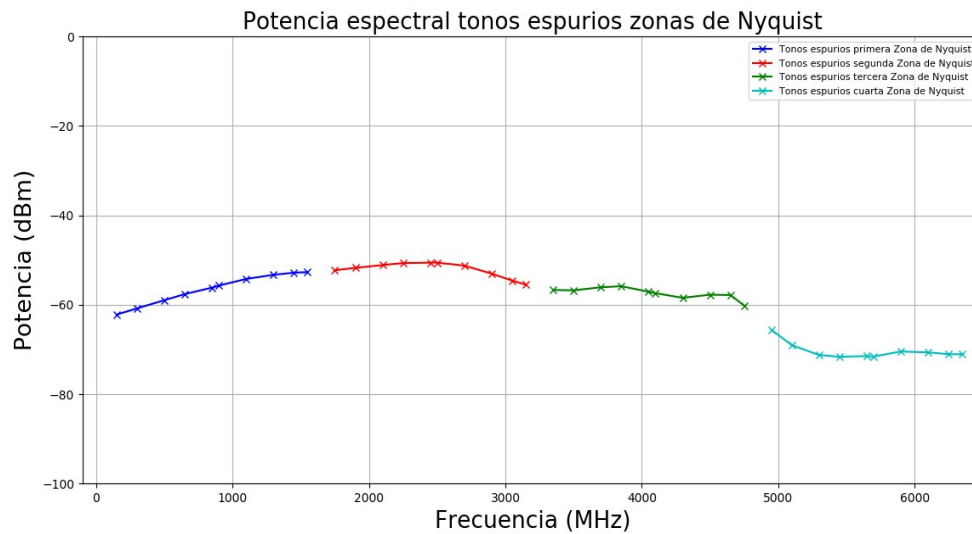
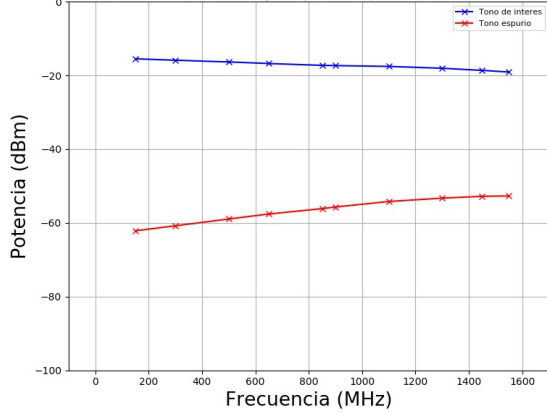


Figura 49: Potencias espectrales correspondientes a los 10 tonos espurios luego de la digitalización a 3200[MSPS] en cada Zona de Nyquist.

Considerando lo anterior en la figura 50 se exponen gráficas comparativas entre los tonos de interés y los tonos espurios en cada una de las cuatro zonas de Nyquist para así calcular la SFDR (*Spurious free dynamic range*), parámetro que mide la diferencia de potencia entre el tono de interés con el segundo tono de mayor potencia, el cual en este caso corresponde al tono espurio. Dicho parámetro se calcula según la ecuación 17, donde P_{tono} sera la potencia el tono de interés y $P_{espurio}$ sera la potencia del tono espurio.

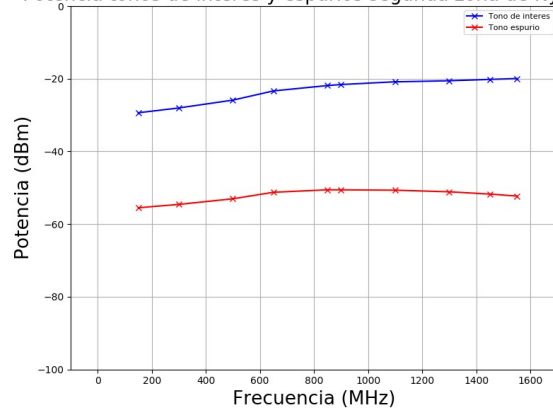
$$SFDR = |P_{tono} - P_{espurio}| \quad (17)$$

Potencia tonos de interes y espurios primera zona de Nyquist



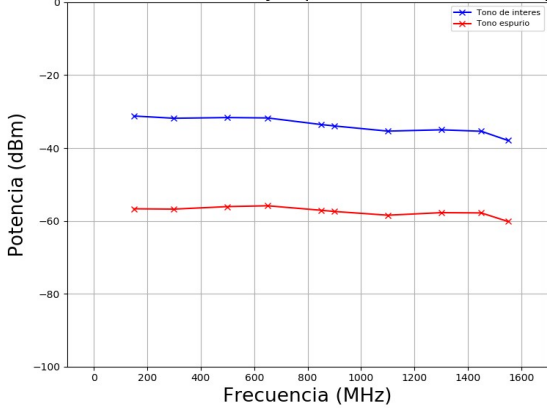
(a)

Potencia tonos de interes y espurios segunda zona de Nyquist



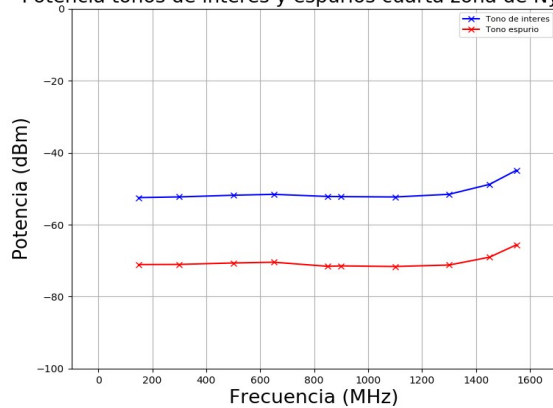
(b)

Potencia tonos de interes y espurios tercera zona de Nyquist



(c)

Potencia tonos de interes y espurios cuarta zona de Nyquist



(d)

Figura 50: Potencias espectrales correspondientes a los 10 tonos de prueba y sus respectivos tonos espurios luego de la digitalización a 3200[MSPS] en cada Zona de Nyquist. a) Potencia del armónico principal y el tono espurio en la primera zona de Nyquist. b) Potencia del armónico principal y el tono espurio en la segunda zona de Nyquist. c) Potencia del armónico principal y el tono espurio en la tercera zona de Nyquist. d) Potencia del armónico principal y el tono espurio en la cuarta zona de Nyquist.

De las gráficas anteriormente expuestas se desprende que a medida que aumenta la zona de Nyquist de trabajo, la diferencia de potencia entre los tonos de interés y los tonos espurios disminuye, por lo cual también lo hace el parámetro SFDR, lo cual no es conveniente ya que se busca que este valor sea lo más alto posible, dado que esto indica que en la digitalización los valores de potencia de los tonos de interés son considerablemente más altos que los del segundo armónico más alto. Derivado de dichas gráficas, además de los cuadros 3 y 4 y la ecuación 17, el calculo de la SFDR para cada tono de frecuencia medido se puede apreciar a continuación en el cuadro 5.

N°	Zonas de Nyquist							
	1era [MHz]	SFDR[dB]	2da [MHz]	SFDR[dB]	3era [MHz]	SFDR[dB]	4ta [MHz]	SFDR[dB]
1	150	46.69	1750	32.32	3350	25.47	4950	20.72
2	300	44.92	1900	31.55	3500	24.94	5100	20.23
3	500	42.62	2100	30.55	3700	24.44	5300	19.66
4	650	40.83	2250	29.82	3850	24.11	5450	19.32
5	850	38.88	2450	28.98	4050	23.53	5650	19.26
6	900	38.36	2500	28.69	4100	23.47	5700	19.41
7	1100	36.66	2700	27.89	4300	23.08	5900	18.86
8	1300	35.23	2900	27.15	4500	22.38	6100	18.82
9	1450	34.18	3050	26.54	4650	22.41	6250	18.76
10	1550	33.61	3150	26.14	4750	22.24	6350	18.59
Prom		39.20		28.96		23.61		19.36

Cuadro 5: SFDR de los tonos respecto a los tonos espurios generados en las primeras cuatro zonas de Nyquist en relación con una frecuencia de muestreo F_s de 3.2[GHz].

Como se puede apreciar de las gráficas expuestas en la figura 47, en las cuatro zonas de Nyquist es totalmente distinguible de forma visible el armónico principal respecto al tono espurio. Aún así, los gráficos de la figura 50 y el cuadro 5 muestran que la SFDR disminuye su valor considerablemente al pasar de una zona de Nyquist a otra. En el peor de los casos, es decir en la cuarta zona de Nyquist, la SFDR tiene un valor promedio de 19.36[dB], lo cual significa que en términos de potencia absoluta, la señal del armónico de interés es solo 86.3 veces superior respecto al tono espurio. Sin embargo, se debe considerar que el espectrómetro digital utilizado para esta actividad es de 8 bits lo que, como se vio anteriormente, implica un piso de ruido de -83.03[dBm], mientras que el espectrómetro digital considerado para el proyecto LCT es de 14 bits, lo cual de acuerdo a la ecuación 16, se traduce en una disminución considerable del piso de ruido a -119.15[dBm], que significa una mayor sensibilidad por parte del instrumento que implicaría una disminución de potencia en todos los tonos que no son de interés, incluyendo al tono espurio, con lo cual podría aumentar considerablemente la SFDR en todas las zonas de Nyquist. Considerando esto y la posibilidad de implementar un amplificador digital en el propio espectrómetro digital o en post procesamiento, se puede concluir que el funcionamiento de las zonas de Nyquist es potencialmente efectivo en términos del proyecto LCT.

2.4. Diseño conceptual del procesador IF

2.4.1. Introducción

Una vez expuesto el análisis en zonas de Nyquist y ver que es potencialmente factible su funcionamiento para el proyecto LCT, es necesario el diseño conceptual de un procesador IF en base a esta configuración, por lo cual en esta sección se pretende establecer las bases conceptuales para el futuro diseño y construcción de dicho circuito.

2.4.2. Diseño conceptual propuesto

Como se ha mencionado anteriormente, el circuito IF debe cumplir con los requerimientos establecidos en la sección 2.2.4 y además funcionar en base a las zonas de Nyquist, por lo cual es claro ver que si lo que se busca es obtener ocho salidas (una por cada ADC) en las bandas de 0-2.5[GHz], 2.5-5.0[GHz], 5.0-7.5[GHz] y 7.5-10[GHz] para cada señal de entrada I y Q, es necesario un proceso de división, filtrado y amplificación de las señales de entrada.

Es por lo anterior que para el nuevo procesador IF se propone el diseño conceptual de la figura 51. Este circuito acondiciona las señales de entrada I y Q en frecuencia y potencia para entregarla según lo requerido por el back-end digital, considerando dos señales de entrada en la banda 0-10[GHz] a una potencia de entrada de -40[dBm] y obteniendo cuatro salidas de ancho de banda de 2.5[GHz] a una potencia máxima de 10[dBm], cumpliendo así con los requerimientos de la nueva arquitectura 2SB.

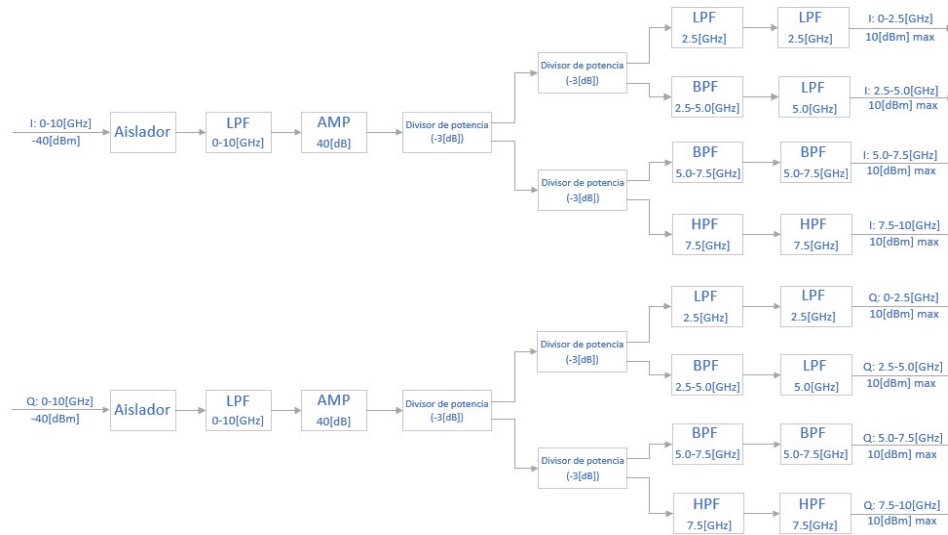


Figura 51: Diseño conceptual propuesto

Si bien en la figura 51 se muestra el concepto de diseño completo tanto para la señal de entrada I como para la señal de entrada Q, por simplicidad el análisis de los componentes del circuito que viene a continuación se realiza en base al acondicionamiento de la señal I, esto ya que el circuito para la señal Q es prácticamente el mismo y la recombinación de ambas señales se realiza mediante un híbrido digital en la etapa posterior al circuito IF.

2.4.3. Aislador de potencia

En primera instancia en el circuito conceptual de la figura 51 se puede ver un aislador. Este componente es uno de los más usados en microondas por sus características de transmisión en una sola dirección [25]. Dicho componente posee una entrada y una salida y cumple con evitar pérdidas de retorno al circuito previo al mismo. Para esto, este dispositivo presenta una baja atenuación o pérdidas de inserción mínimas cuando

la potencia de la señal pasa del puerto de entrada 1 al puerto de salida 2, sin embargo, presenta un gran aislamiento o pérdidas cuando se realiza el proceso inverso, es decir al pasar del puerto 2 al puerto 1, disminuyendo así la posibilidad de existencia de ondas reflejadas. Así, la matriz de dispersión ideal para un aislador está dada por lo siguiente.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Los aisladores se utilizan principalmente con fines de protección para los circuitos previos y permiten una potencia de aislamiento variable, que admite ajustes de acuerdo a la frecuencia de la señal de entrada. Es por lo anteriormente mencionado que con el objetivo de disminuir la existencia de ondas reflejadas por parte del procesador IF, el primer componente en el circuito es precisamente un aislador de potencia que está conectado directamente a un filtro pasa bajo.

2.4.4. Filtros

Un filtro es un componente electrónico que deja pasar una banda de frecuencia mientras rechaza otras [24]. El comportamiento del filtro dependerá de diferentes factores, como por ejemplo el tipo de filtro (pasa-bajo, pasa-alto, pasa-banda o rechaza-banda) o el orden del filtro, donde a mayor orden la pendiente de caída en potencia del filtro será mayor, lo cual dependiendo del caso podría mejorar el comportamiento del filtro y lograr más homogeneidad en las frecuencias de interés.

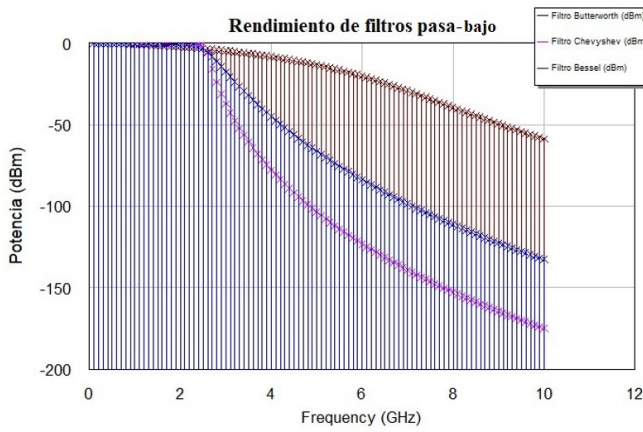
Entre las principales ventajas de utilizar filtros se encuentran la eliminación de interferencias y ruido de las señales procedentes de frecuencias ajenas a las de interés y la limitación del ancho de banda al rango útil del sistema.

Es por lo anterior que inmediatamente después del aislador de potencia ya mencionado, se posiciona un filtro pasa bajo con frecuencia de corte de 10[GHz] para definir claramente la banda de trabajo de 0-10[GHz]. Sin embargo, este no es el único filtro existente en el circuito, ya que más adelante se deben definir las bandas de trabajo de 0-2.5[GHz], 2.5-5.0[GHz], 5.0-7.5[GHz] y 7.5-10[GHz], por lo cual se debe definir qué tipo de filtro es el más adecuado para cada situación.

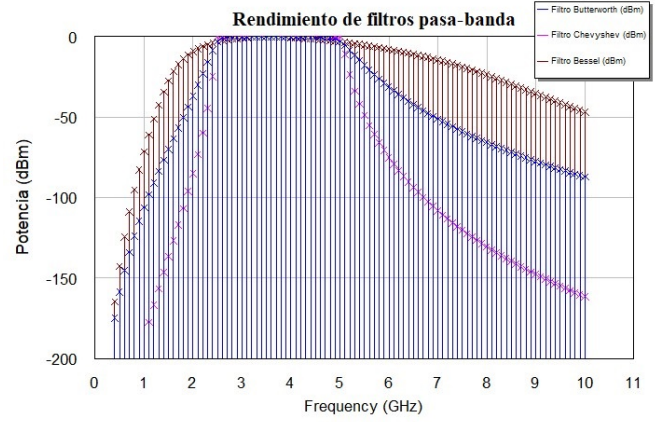
Típicamente en Astronomía los filtros más usados son los filtros Chebyshev de alto orden [15], en las diferentes configuraciones pasa-bajo, pasa-banda y pasa-alto, ya que presentan excelentes características de caída de potencia en la frecuencia de corte, esto a costa del aumento del ripple. Sin embargo, también se ocupan filtros Bessel y filtros Butterworth, estos últimos son muy similares a los filtros Chebyshev, pero no presentan caídas de potencia en las frecuencias de corte tan pronunciadas, pero si presentan valores de ripple cercanos al cero.

Es claro que el modelo del circuito IF que utiliza el concepto de zonas de Nyquist para la digitalización tiene que filtrar las señales de entrada I y Q con un ancho de banda de 2.5[GHz] muy bien definido, para lo cual se requiere de filtros que posean una pendiente de caída de potencia muy pronunciada, ya que se está trabajando al límite de Nyquist con frecuencias de muestreo de 5[GSPS]. Es así que se propone utilizar un filtro pasa-bajo con frecuencias de corte 2.5[GHz] para la banda de 0-2.5[GHz], mientras que para las bandas de 2.5-5.0[GHz] y 5.0-7.5[GHz] se propone utilizar filtros pasa-banda y finalmente para la banda superior se propone utilizar un filtro pasa-alto de 7.5[GHz].

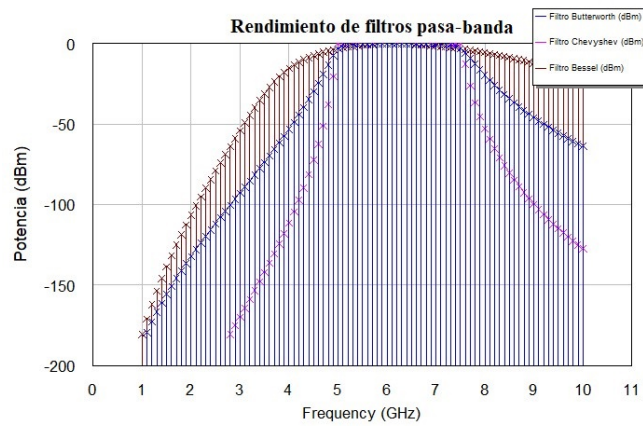
Es por esto que a continuación se muestra la simulación en el software AWR de los tres tipos de filtro ya mencionados (Chebyshev, Bessel y Butterworth) en las tres configuraciones correspondientes (Pasa-bajo, pasa-banda, pasa-alto) con el objetivo de ver gráficamente cual es la mejor opción para este caso en concreto.



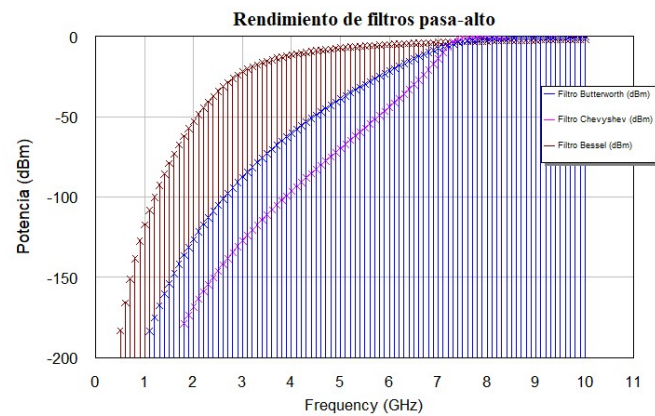
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 52: Respuesta de filtros Butterworth, Chebyshev y Bessel. a) Pasa-bajo de 2.5[GHz]. b) Pasa-banda de 2.5-5.0[GHz]. c) Pasa-banda de 5.0-7.5[GHz]. d) Pasa-alto de 7.5[GHz].

De las gráficas de la figura 52 es claro ver que los filtros que mejor rendimiento presentan para este caso, tanto en la modalidad pasa-bajo, pasa-banda y pasa-alto son los filtros Chebyshev, por tanto, estos son los más adecuados para utilizar en este caso.

Una vez elegidos los tipos de filtros a utilizar, mediante la herramienta *Wizards* que provee AWR, se realiza el diseño tanto del filtro ubicado posterior al aislador de potencia, como también de los 4 filtros que definen las 4 señales entregadas a los ADC.

Para el filtro pasa-bajo con frecuencia de corte de 10[GHz], ubicado posterior al aislador de potencia, se genera un filtro Chebyshev de orden 5 cuya gráfica de atenuación se puede ver en la figura 53.

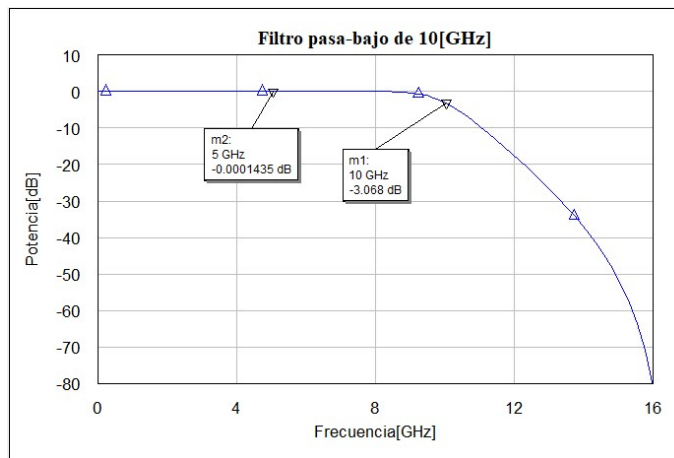


Figura 53: Curva del filtro pasa-bajo de 10[GHz] que define la banda

Mientras que para el diseño de los filtros de ancho de banda de 2.5[GHz] se debe considerar que estos deben ser de alto orden, sin embargo, como esto complica la construcción de los mismos existe la opción de utilizar más de un filtro de un orden más bajo en cada rama del circuito. En el caso de utilizar dos filtros conectados en serie, se debe considerar la atenuación en la señal de cada filtro, además de que el ancho de banda efectivo de la señal a la salida de los filtros debe quedar definido en sus bordes por -3[dB] de diferencia entre la potencia promedio de la banda y la potencia en las frecuencias de corte, por lo cual para cada rama del circuito de la figura 51 se utilizan dos filtros conectados en serie que tienen una atenuación de 1.5[dB] cada uno en cada frecuencia de borde, con lo cual se completan los 3[dB] de atenuación en la señal de salida. Las curvas de corte de cada uno de estos filtros se pueden ver a continuación en la figura 54.

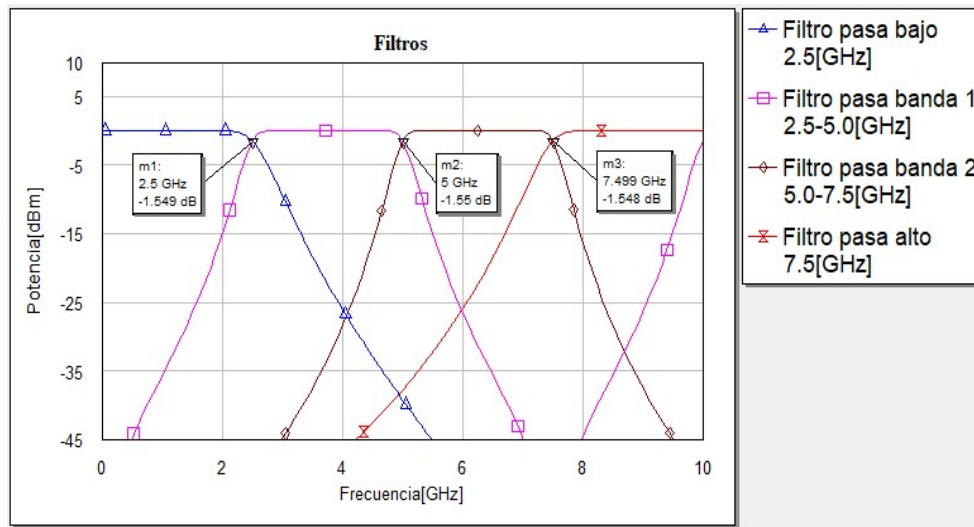


Figura 54: Curvas que definen los filtros de ancho de banda de 2.5[GHz]

Es importante notar que los tres primeros filtros expuestos son de orden 5, mientras que el cuarto filtro, es decir el filtro pasa-alto de 7.5[GHz] es de orden 11, esto ya que en la simulación la pendiente de la curva de potencia de este último filtro en orden 5 era muy suave. Mientras que para los demás filtros se eligió orden 5 ya que es un valor en el cual la construcción del filtro no es de gran complejidad en comparación a un filtro de mayor orden y como se puede apreciar, presentan pendientes de caída en potencia que cumplen con el objetivo de filtrado.

Dicho esto, como se puede ver en la figura 51 cada filtro de la figura 54 se utiliza dos veces en su rama circuital correspondiente, excepto para la definición de la banda de 2.5-5.0[GHz] en la cual hizo falta la colocación de un filtro pasa bajo con frecuencia de corte de 5[GHz], ya que como se puede ver en la figura 54, la curva del filtro pasa banda de 2.5-5.0[GHz], al ser periódico, hace que ciertas frecuencias cercanas a 10[GHz] aparezcan en el espectro de salida.

2.4.5. Amplificadores

Un amplificador es un dispositivo electrónico que se encarga de aumentar la potencia de salida respecto a una potencia de entrada en base a cierto valor de ganancia propio del amplificador.

En el diseño conceptual de la figura 51 luego del filtro que define la banda total de 0-10[GHz] se aprecia un amplificador el cual se encarga de acondicionar la potencia de entrada, considerando que en etapas posteriores la señal es degradada por divisores de potencia.

2.4.6. Divisores de potencia

Un divisor de potencia es un componente electrónico que toma una señal de entrada y la separa en diferentes señales de igual frecuencia, pero mermando la potencia de la señal de entrada.

En el caso del diseño propuesto existen 6 divisores de potencia, de estos 6 divisores, 3 son para el procesamiento de la señal I y 3 son para el procesamiento de la señal Q. Para el caso de la señal I, ambas salidas del primer divisor de potencia se conectan a las entradas de los otros dos, generando así 4 señales de 0-10[GHz] que luego serán definidas por filtros vistos en la sub sección anterior. Dichos divisores de potencia presentan una atenuación de 3[dB] cada uno, lo cual indica que cada divisor posee una razón 1:2, es decir si la potencia de entrada en el primer divisor es P, ambas salidas tendrán una potencia de P/2 y por ende como existe otro divisor de potencia en cada rama, la potencia de las 4 señales resultantes en términos de potencia absoluta será de P/4, por ende esto se debe considerar para la elección de ganancia de los amplificadores.

2.4.7. Simulación del diseño propuesto

Teniendo en cuenta los apartados anteriores, en la figura 55 se puede ver la simulación correspondiente al diseño propuesto, la cual se realiza mediante el software AWR.

Por simplicidad esta simulación se realiza utilizando una sola fuente de señal que inyecta tonos a lo largo de toda la banda de 0-10[GHz] cada 0.1[GHz], es decir un tono cada 100[MHz], a una potencia de -40[dBm].

Esta simulación corresponde a el proceso de acondicionamiento de la señal I, sin embargo, se debe considerar que la misma simulación es aplicable para señal Q.

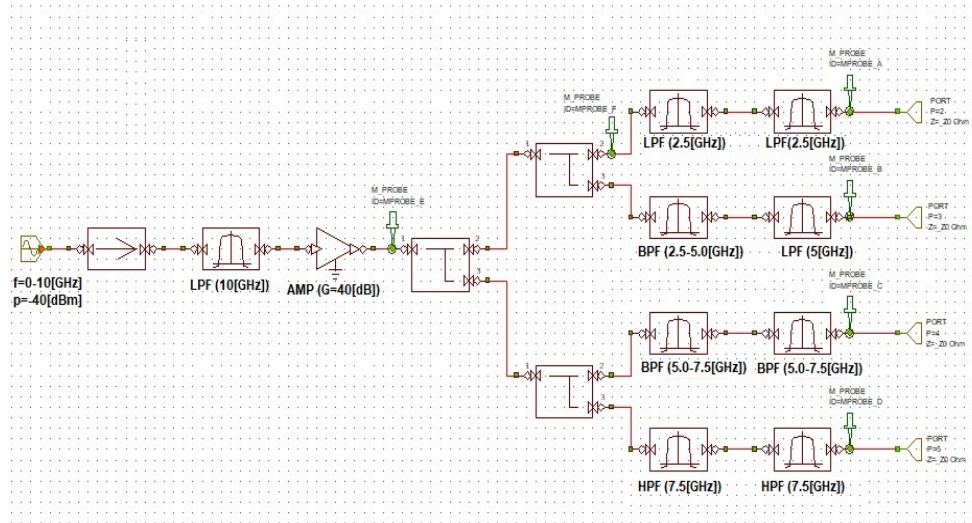


Figura 55: Simulación del diseño conceptual propuesto

Como se puede ver en la figura 55, en el circuito se utilizan 6 MPROBE, herramienta que sirve para la visualización del espectro. Así, el primer MPROBE mirando de izquierda a derecha (MPROBE E), entrega el espectro de la señal de entrada al primer divisor de potencia, mientras que el segundo (MPROBE F) entrega el espectro de la señal atenuada por los divisores de potencia. Dichos espectros se pueden apreciar a continuación en la figura 58.

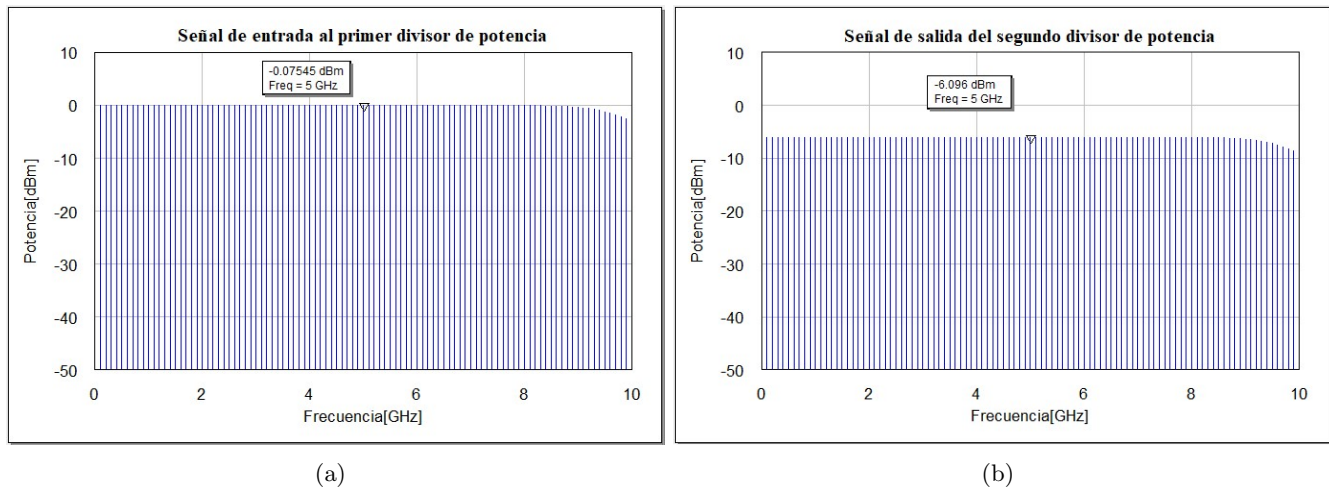


Figura 56: Señales de entrada y salida de los divisores de potencia.

Como se puede apreciar en la gráficas de la figura 56.a, la potencia de entrada al primer divisor de potencia es de -0.075 [dBm], esto ya que la potencia de entrada al sistema de -40 [dB] se vio amplificada por una ganancia de 40 [dB] por medio del primer amplificador post filtro $0-10$ [GHz].

Mientras que en la figura 56.b se distingue el espectro de la señal atenuada por medio de dos divisores de potencia, resultando en una potencia de -6.096 [dBm], lo cual en términos de potencia absoluta se traduce en un cuarto de la potencia original, lo que se repite para las cuatro señales resultantes del proceso de división.

Luego de la división de la señal original I, cada una de las cuatro señales son sometidas a dos procesos de filtrado. En primera instancia los MPROBE A, B, C y D se colocaron inmediatamente después del primero de los dos filtros en cada rama del circuito, dando como resultado los espectros de la figura 57.

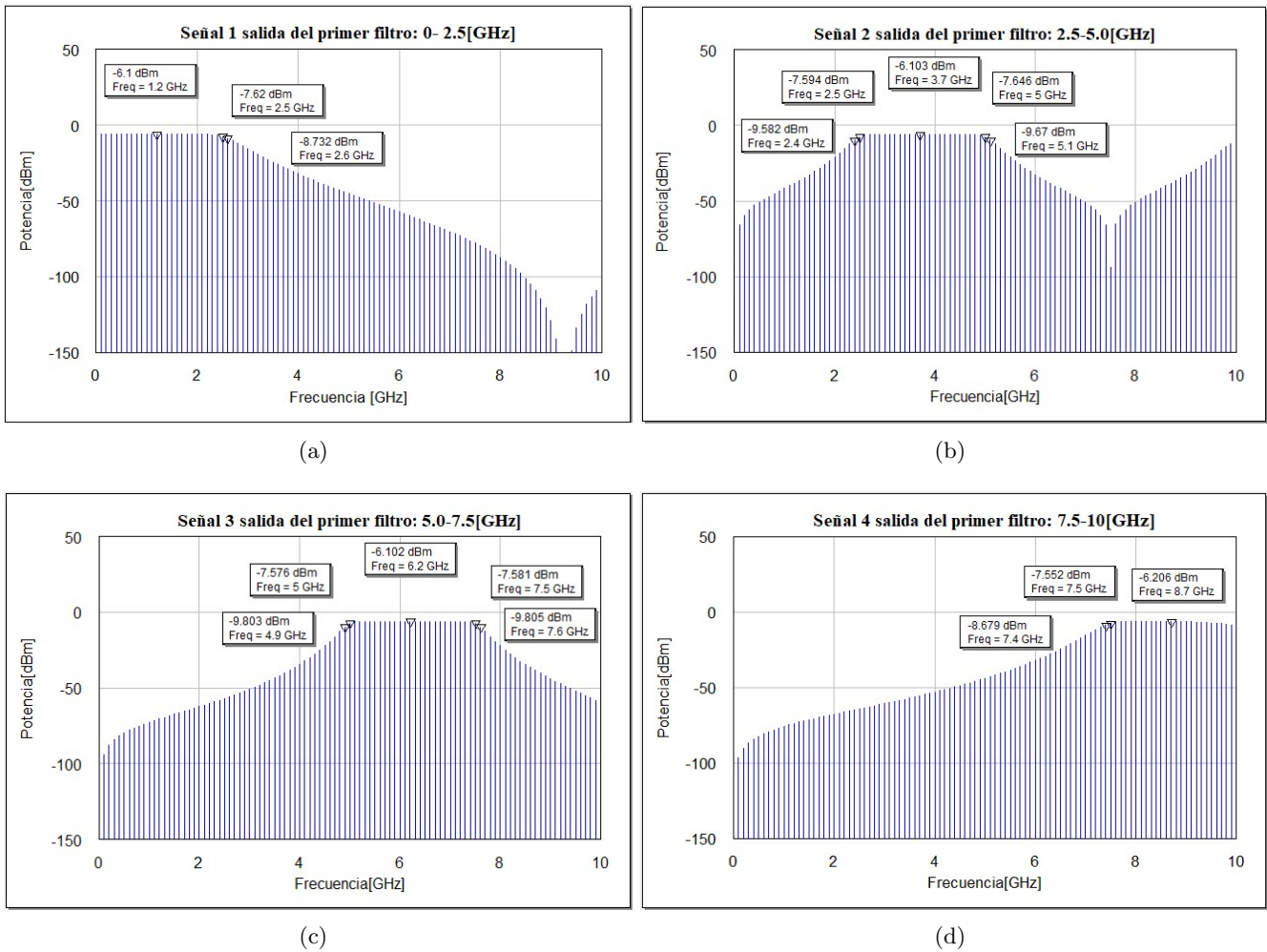


Figura 57: Señales de salida del primer filtro luego de los divisores de potencia. a) Señal 1 de 0-2.5[GHz]. b) Señal 2 de 2.5-5.0[GHz]. c) Señal 3 de 5.0-7.5[GHz]. d) Señal 4 de 7.5-10[GHz].

De dichos espectros se puede ver que la caída en potencia en las frecuencias borde de cada banda es de 1.5[dB] respecto a la frecuencia central de cada banda, lo cual era de esperar considerando las curvas que definen los filtros (figura 54).

Luego de dichos filtros la señal se ve afectada por un segundo proceso de filtrado, donde el segundo filtro es exactamente el mismo que el primero, excepto para la señal 2, correspondiente a la banda de 2.5-5.0[GHz], donde por la periodicidad que presenta un filtro, se hizo necesaria la utilización de un filtro pasa bajo con frecuencia de corte de 5[GHz]. Esta segunda ronda de filtros también posee una caída de 1.5[dB] en las frecuencias de borde de cada banda de interés, por lo cual a la salida de estos queda definido el ancho de banda efectivo de la señal con caídas de 3[dB] en las frecuencias de borde de cada banda. Esto se puede ver en la figura 58, mediciones para las cuales esta vez se colocaron los MPROBE A, B, C y D a la salida del segundo proceso de filtrado, que definen la salida final del circuito IF de cada una de las cuatro señales.

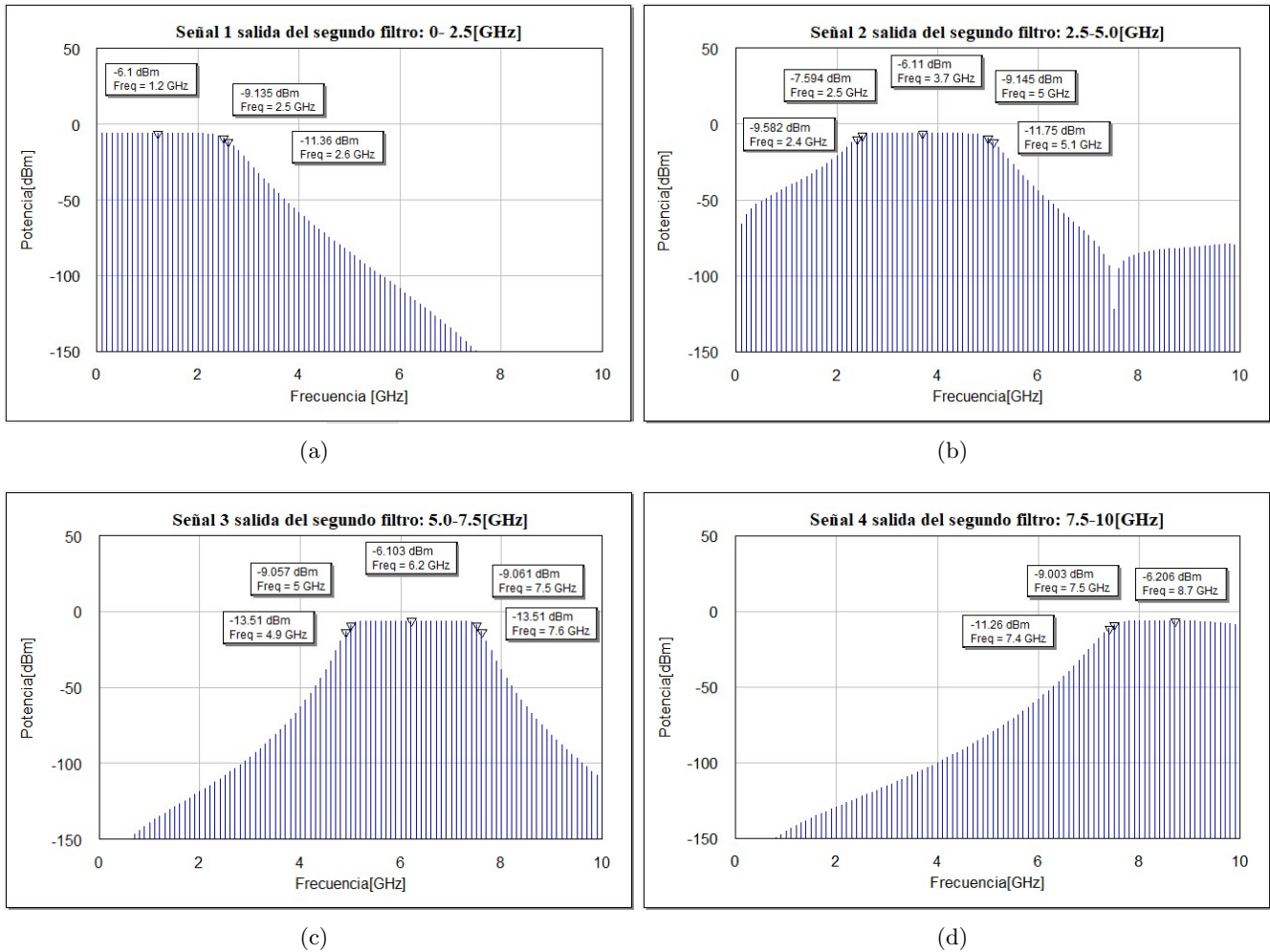


Figura 58: Señales de salida del primer filtro luego de los divisores de potencia. a) Señal 1 de 0-2.5[GHz]. b) Señal 2 de 2.5-5.0[GHz]. c) Señal 3 de 5.0-7.5[GHz]. d) Señal 4 de 7.5-10[GHz].

De las gráficas anteriores se puede observar que el ancho de banda espectral definido por la caída en potencia a 3[dB] está definido en las frecuencias de borde de cada filtro y que la potencia promedio en cada banda de interés es de -6.1[dBm].

Como ya se ha mencionado antes, cualquier tono frecuencial que presente una potencia por debajo de 3[dB] en comparación a la potencia central de la banda, resultara en la mitad de la potencia en términos de valores absolutos. Así, en las gráficas de la figura 58 también se etiquetan los valores de potencia en las frecuencias vecinas de cada banda, por ejemplo, para la banda de 0-2.5[GHz] (figura 58.a) la caída en potencia entre el tono de frecuencia de borde de 2.5[GHz] y el tono de 2.6[GHz] es de 2.23[dBm], lo cual en términos de potencia absoluta se traduce en una disminución de 0.122[mW] a 0.073[mW].

Dicho esto, la potencia de salida de las señales también es un factor muy a tener en cuenta, ya que un digitalizador podría sufrir daños si se le inyecta una señal análoga de una potencia superior a la potencia máxima que puede recibir, para el caso de la nueva tarjeta digitalizadora Zynq UltraScale ZCU208 se asume una potencia máxima de 10[dBm] para cada digitalizador, por lo cual la potencia de salida de las 8 señales no puede superar este valor. Dicha potencia es la potencia total entregada al digitalizador, por lo cual para cada espectro de la figura 58, se debe calcular la potencia total de salida del circuito IF. Considerando que las cuatro bandas expuestas en la figura 59 tienen un ancho de banda de 2.5[GHz] y que se tomaron tonos cada 0.1[GHz], cada una de las cuatro bandas tiene 25 tonos de -6.1[dBm] de potencia aproximadamente. Sin embargo, estos valores de potencia deben ser transformados a unidades

de potencia absolutas para realizar la suma y luego de esto volver a transformar el resultado a unidades de potencia relativa (dBm). La ecuación que define lo anteriormente descrito se puede ver a continuación.

$$P_{total}[dBm] = 10 \log(25 * 10^{\frac{P_{tono}[dBm]}{10}}) = 10 \log(25 * 10^{\frac{-6,1}{10}}) = 7,88[dBm] \quad (18)$$

Por lo cual cada banda entra a cada digitalizador con una potencia aproximada de 7.88[dBm], lo cual está dentro del margen. Dicha potencia es aproximada ya que en teoría se debería considerar la potencia de toda la banda, de 0 a 10[GHz], sin embargo, como la potencia fuera de las bandas de interés es tan baja en términos de potencia absoluta, se puede considerar solo la potencia de cada banda y despreciar el resto.

La potencia de entrada al digitalizador también se puede caracterizar en función del comportamiento que muestre el propio espectrómetro en las señales digitalizadas de acuerdo a diferentes potencias de entrada, sin embargo, para esto se tendría que poner a prueba dicho espectrómetro, lo cual no es posible dado que aún no está implementado, por lo cual se concluye que una potencia de 7.88[dBm] es correcta.

En caso de requerirse potencias de salida menores, se podría considerar el uso de atenuadores a la salida de cada rama circuital, lo cual resultaría en una disminución de la potencia, además de que dichos componentes también mejoran la adaptación de la impedancia y reducen el ruido.

Así, considerando los resultados espectrales de la figura 58, el diseño conceptual propuesto para el circuito IF cumple con la función de acondicionamiento tanto en potencia como en frecuencia y queda para el futuro del proyecto su diseño final y construcción.

3. Conclusión

En la presente memoria de título se estudiaron y pusieron en práctica distintos conceptos relacionados a la instrumentación astronómica, específicamente en uno de los sistemas utilizado por los radiotelescopios en parte del procesamiento de los datos recibidos, como lo es el circuito IF, correspondiente al *back-end* analógico de un receptor. Es por esto que es posible llegar a las siguientes conclusiones.

Dentro del estudio realizado se puede destacar la utilización del concepto de zonas de Nyquist y como esto afecta al diseño del procesador IF. En el desarrollo de este documento se probó el funcionamiento de las zonas de Nyquist en la digitalización de señales para así eliminar la necesidad de utilizar procesos de conversión de frecuencia en la etapa IF.

Dicho esto, se debe tener en cuenta que para la puesta en práctica de la experimentación con zonas de Nyquist no se utilizó específicamente el espectrómetro que se utilizará en el proyecto LCT, por lo cual lo expuesto en este documento funciona como una etapa previa de estudio y permite tener una idea de lo que se puede obtener haciendo uso de este concepto.

Considerando el concepto de zonas de Nyquist se generó un diseño conceptual propuesto para el procesador IF en base a etapas de amplificación, división y filtrado de las señales de entrada. Dicho diseño cumple con la función de acondicionamiento en frecuencia y potencia de las señales de entrada I y Q, entregando a la salida ocho señales según lo requerido por el *back-end* digital. Además de lo anterior, el circuito propuesto también cumple con los requerimientos asociados a las diferentes actualizaciones consideradas para el proyecto LCT, como lo son el aumento de ancho de banda efectivo a la entrada del procesador IF o la nueva arquitectura de modulación 2SB.

Es así que para el futuro del proyecto queda pendiente la realización de una actividad experimental con el espectrómetro que trabajará con la tarjeta digitalizadora Zynq UltraScale ZCU208 y la comparación entre estos resultados y los resultados que podrían derivarse de un circuito que contemple la utilización de procesos de conversión de frecuencia. Por otra parte, esta memoria de título se realizó desde un punto de vista conceptual, por lo cual para el futuro del proyecto también se debe definir el diseño final del procesador IF y su construcción.

4. Bibliografía

1. Jacob W. Kooi, Richard A. Chamberlin, Raquel Monje, Brian Force, David Miller, and Tom G. Phillips (2011). “*Balanced Receiver Technology Development for the Caltech Submillimeter Observatory*”..
2. Jacob W. Kooi, Richard A. Chamberlin, Raquel Monje, A. Kovacs, F. Rice, H. Yoshida, B. Force, K. Cooper, David Miller, M. Gould, D. Lis, B. Bumble, R. LeDuc, J. A. Stern, and Tom G. Phillips (2014). “*Performance of the Caltech Submillimeter Observatory Dual-Color 180-720 GHz Balanced SIS Receivers*”.
3. Ronald Hesper, Gerrit Gerlofsma, Patricio Mena, Marco Spaans, and Andrey Baryshev (2009). “*A Sideband-Separating Mixer Upgrade for ALMA Band 9*”.
4. Christoph Kasemann (2007) “*CSO-FFTS IF Processor design description*”, Alemania.
5. Christoph Kasemann (2007) “*CSO-FFTS IF Processor SCPI commands*”, Alemania.
6. Christoph Kasemann (2007) “*CSO-FFTS IF Processor User manual*”, Alemania.
7. Rolf Gusten, Bernd Klein, Christoph Kasemann, Hiroshige Yoshida (2007). “*CSO-FFTS IF Commissioning*”.
8. Bernd Klein (2007). “*CSO-FFTS A fast fourier transform spectrometer for the CSO*”.
9. S.M.X.Claude, C.T.Cunningham, A.R.Kerr, S.K.Pan. (2000). “*ALMA Memo 316: Design of a Sideband-Separating Balanced SIS Mixer Based on Waveguide Hybrids*”. Estados Unidos.
10. AWR Corporation. (2020) Automatic Workload Repository 2020 (Version V15.04.) Estados Unidos.
11. Rafael Rodriguez O. (2015). “*Design, construction and testing of a 2SB receiver for the southern millimeter-wave telescope*”.(Tesis de doctorado). Universidad autónoma de Chile. Chile.
12. Jose Manuel H. (2014). “Telecomunicaciones tecnologías, redes y servicios” Editorial Ra-Ma (2da Edicion) Argentina.
13. XILINX, Inc. “Zynq UltraScale+ RFSoc ZCU208 Evaluation Kit”. Recuperado de <https://www.xilinx.com/products/boards-and-kits/zcu208.html#resources>.
14. Javier Martinez G. (2010). “*Model behaviour of future optical wireless networks*”.(Tesis). Universidad autónoma de Madrid. España.

15. Matthew A. Morgan and J. Richard Fisher. (2010). *“Experiments with Calibrated Digital Sideband-Separating Downconversion”* Publications of the Astronomical Society of the Pacific.
16. Ricardo F. et al. (2013). *“A calibrated digital sideband separating spectrometer for radio astronomy applications”* Publications of the Astronomical Society of the Pacific.
17. Rodrigo A. Reeves D. (2019). *“Apuntes Fundamentos de Instrumentación Astronómica”*. Universidad de Concepción.
18. J. W. Kooi, et al. *“Heterodyne Instrumentation Upgrade at the Caltech Submillimeter Observatory”* California Institute of Technology, MS 320-47 Pasadena, California 91125, USA. Center for Space Microelectronics Technology/JPL, Pasadena, CA 91108.
19. J. W. Kooi (2008) *“Advanced Receivers for Submillimeter and Far Infrared Astronomy”* Universidad de Groningen.
20. Walt Kester. *“Taking the Mystery out of the Infamous Formula, ” $SNR = 6.02N + 1.76dB$, and Why You Should Care”* Analog Devices.
21. Walt Kester. *“What the Nyquist Criterion Means to Your Sampled Data System Design”* Analog Devices.
22. Walt Kester. *“Understand SINAD, ENOB, SNR, THD, THD + N, and SFDR so You Don’t Get Lost in the Noise Floor”* Analog Devices.
23. Casper. (2010) *“E2V EV8AQ160 QUAD ADC”*.
24. Albert Paul Malvino. (2000) *“Principios de electrónica”* McGraw-Hill .
25. David M. Pozar (2012) *“Microwave Engineering”* Cuarta edición.