



**INAOE**

# **Interferómetro de Fase Atmosférica por medio del uso de la tecnología de Radio Definida por Software**

por

**Ing. Fabricio García Ramírez**

Tesis sometida como requisito parcial para  
obtener el grado de

**MAESTRO EN CIENCIAS EN MAESTRÍA  
EN CIENCIA Y TECNOLOGÍA DEL  
ESPACIO**

en el

**Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y  
Electrónica**

Marzo 2020

Tonantzintla, Puebla

Bajo la supervisión de:

**Dr. José S. Guichard Romero**

Investigador Titular INAOE

**Dr. Stanley Kurtz**

Investigador Titular Instituto de Radioastronomía  
y Astrofísica, UNAM.

©INAOE 2020

El autor otorga al INAOE el permiso de  
reproducir y distribuir copia de esta tesis en su  
totalidad o en partes mencionando la fuente.





# Resumen

Un interferómetro de fase atmosférico (IFA) es un dispositivo que se usa para medir las fluctuaciones de fase producidas por vapor de agua en la troposfera debido al retraso de señales provocado por cambios en el índice de refracción, cuyos contenidos de vapor de agua son diferentes.

El interés en el desarrollo y construcción del IFA que se presenta en este trabajo surge de la necesidad de monitorear el comportamiento de la atmósfera que sirve para probar sitios potenciales de construcción de radiotelescopios, programar observaciones astronómicas según sean las condiciones que presente la atmósfera y para comunicaciones satelitales MIMO.

El Interferómetro que se propone en este trabajo está compuesto de dos antenas de banda Ku que observan un satélite Geoestacionario y que usan la señal faro o *beacon* de dicho satélite como señal de referencia para medir la fase producida por las fluctuaciones en la troposfera. Las señales faro pueden ser captadas de manera libre y son usadas por las estaciones terrenas para monitorear el estado del satélite y su posición.

Este dispositivo fue construido y puesto en marcha en Morelia, Michoacán con tecnología de Radio Definida por Software (SDR).



# Abstract

An atmospheric phase interferometer (API) is a device that is used to measure the phase fluctuations produced by water vapor in the troposphere due to the changes in the refractive index, whose water vapor contents are different.

IFA that is shown in this paper arises from needed of monitoring the atmosphere behavior in order to comprobate the viability to potential sites for building of radio telescopes, furthermore programing astronomical views according to atmosphere conditions, it also works for MIMO satellite communications.

The Interferometer proposed in this work is composed of two Ku-band antennas that observe a geostationary satellite and use the beacon signal of the satellite as a reference signal to measure the phases produced by fluctuations in the troposphere. The beacon signals can be captured freely and are used by earth stations to monitor satellite status and assumption.

This device was built and launched in Morelia, Michoacán Software-Defined Radio Technology (SDR).



# Agradecimientos

Agradezco al Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica por haberme permitido llevar a cabo mis estudios de maestría dentro de sus instalaciones y por el apoyo de sus investigadores en la realización de mi formación académica.

A mis padres Fabricio y Dora por su apoyo a lo largo de mi vida, por siempre estar conmigo en todo momento y por su infinito amor.

A mis hermanas Alfonsina e Ivette, por sus consejos, sus palabras de apoyo y por acompañarme en este proceso. A mis cuñados Gustavo y Neftalí por sus palabras y apoyo.

A mi sobrina Nadia por ser parte de mi vida y por su fortaleza

A Eunjoo por su apoyo, cariño y paciencia durante la escritura de esta tesis.

Agradezco a la UNAM y al personal que labora dentro del campus Morelia por haberme permitido llevar a cabo parte de mi trabajo dentro de sus instalaciones. Un agradecimiento especial al Ing. Ernesto Andrade

por sus consejos y asesorías durante la realización de este proyecto.

Agradezco a mis asesores él Dr. José G. Guichard y él Dr. Stan Kurtz por su apoyo, consejos y su increíble paciencia durante la realización de esta Tesis.



# Índice general

<b>Índice general</b>	<b>IX</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Antecedentes . . . . .	2
1.2. Tipos de IFA . . . . .	4
<b>2. El Propósito de los Interferómetros de Fase Atmosférica</b>	<b>7</b>
2.1. Atmósfera composición y estructura . . . . .	7
2.2. Propagación de radio-ondas en la atmósfera Terrestre . . . . .	10
<b>3. Antecedentes</b>	<b>13</b>
3.1. Satélites Geoestacionarios . . . . .	13
3.1.1. Señales faro (“ <i>beacons</i> ”) . . . . .	14
3.1.2. Cálculo de enlace . . . . .	15
3.2. Receptores . . . . .	16
3.2.1. Osciladores y Ruido de fase . . . . .	18
3.3. Elementos del IFA . . . . .	21
3.3.1. Etapa de Radiofrecuencia analógica . . . . .	21
3.3.2. Etapa de digitalización mediante el uso de Radio Definida por Software (SDR) . . . . .	26
3.3.3. Cálculo de Fase . . . . .	28
<b>4. Propuesta de diseño del IFA</b>	<b>33</b>
4.1. Diseño del IFA . . . . .	33
4.1.1. Selección del satélite . . . . .	34
4.1.2. Etapa de Radiofrecuencia analógica . . . . .	38
4.1.3. Etapa de digitalización . . . . .	42
4.2. Cálculo de incertidumbre del IFA . . . . .	47
<b>5. Resultados y análisis</b>	<b>55</b>
5.1. Cálculo de ángulos y calibración de datos . . . . .	55
5.1.1. Cálculo de ángulos . . . . .	55
5.1.2. Calibración de datos . . . . .	57

5.2. Resultados . . . . .	59
<b>6. Conclusiones y trabajo a futuro</b>	<b>65</b>
6.1. Trabajo a futuro . . . . .	65
<b>A. Apéndice 1</b>	<b>67</b>
A.1. Simulación de métodos para el cálculo de fase entre señales . . . . .	67
A.2. Programa de cálculo de fase del sistema real . . . . .	70
A.3. Programa de ajuste de datos . . . . .	73
<b>Índice de figuras</b>	<b>77</b>
<b>Índice de cuadros</b>	<b>81</b>
<b>Bibliografía</b>	<b>83</b>

# Capítulo 1

## Introducción

Un Interferómetro de Fase Atmosférica (**IFA**) es un dispositivo usado para medir la inestabilidad de fase en la atmósfera, producida por el vapor de agua principalmente. Este dispositivo es usado para monitorear condiciones en tiempo real de las variaciones de fase con la finalidad de disminuir los efectos que este produce en observaciones de Radiotelescopios. Sin embargo, su uso no se limita solamente a la Radioastronomía; también se han presentado propuestas para emplear estos dispositivos en comunicaciones satelitales MIMO (*Multiple Input Multiple Output*).

El IFA funciona usando una señal de referencia conocida como señal faro o “*beacon*” de un satélite geostacionario. Esta señal es recibida al mismo tiempo por dos (o más) receptores separados entre sí por una distancia conocida como línea de base. Las señales recibidas sufren un cambio de fase entre sí, que se produce cuando las ondas electromagnéticas atraviesan la atmósfera y experimentan un retardo de grupo producido por el índice de refracción. Como se explica más adelante, este retardo es producido por vapor de agua, que principalmente se encuentra en la capa inferior de la atmósfera, la Troposfera.

En la Figura 1.1 se muestra de manera gráfica el funcionamiento de un interferómetro de fase atmosférica de dos elementos, este consta de dos antenas que reciben una señal de referencia (satelital) y miden la diferencia de fase que se produce en el arribo de las señales debido al vapor de agua de la Troposfera así como la influencia del viento.

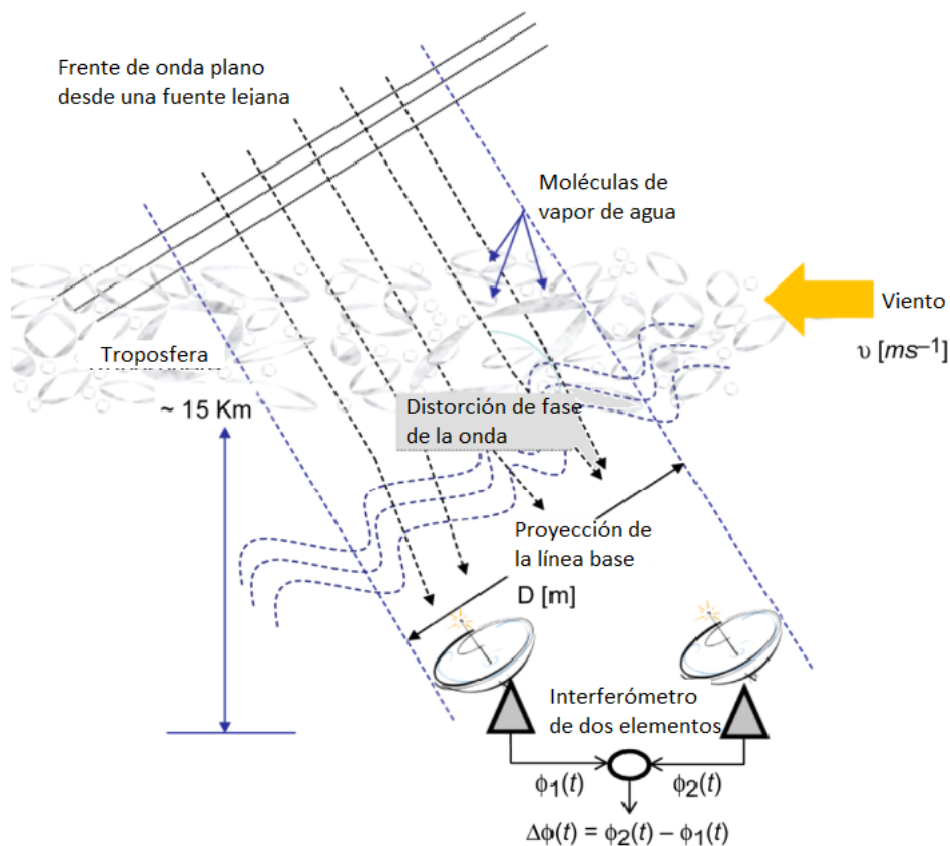


Figura 1.1: Interferómetro de Fase Atmosférica de dos elementos. Figura tomada de [Roberto J. Acosta and Morse \(2010\)](#).

## 1.1. Antecedentes

Debido al despliegue de radio-interferómetros con líneas de base cada vez mayores y a las necesidades de realizar observaciones a frecuencias cada vez más altas en 1983 se usó el VLA (*Very Large Array*) para realizar mediciones de inestabilidad en la atmósfera ([Sramek \(1989\)](#)). Posteriormente en el año de 1986 el NMA (*Nobeyama Millimeter Array*) es también usado como un IFA para medir fluctuaciones de fase en Troposfera esto se logra haciendo variaciones en el tamaño de la línea base del interferómetro ([Takashi Kasuga \(1986\)](#)). Pero no es hasta el año de 1990 que se construye el primer IFA desplegado en el NMA, este primer IFA tenía una línea de base de 35 metros. y usaba la señal de un satélite geosíncrono a 19.75 GHz ([Ishiguro Matsato \(1990\)](#)).

Posterior al IFA desplegado en el NMA se construye uno en Mauna Kea, Hawái, con el fin de realizar un monitoreo de las condiciones atmosféricas del sitio donde posteriormente se realizaría la instalación del SMA (Sub-Millimeter Array). Al poco

tiempo el NRAO construye un IFA para el radiotelescopio del VLA en Nuevo México y luego otro para el observatorio de ALMA en Chile con el fin de llevar a cabo mediciones y comparaciones de la estabilidad atmosférica.

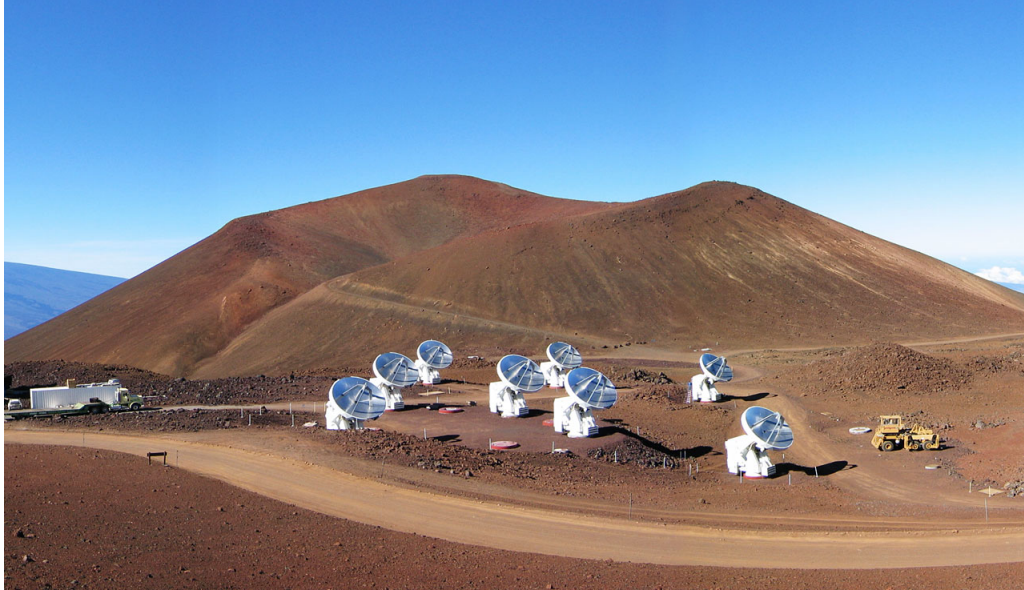


Figura 1.2: Observatorio SMA en Mauna Kea. Recuperado de <https://www.eso.org/public/images/eso1229e/>.

En el año 2002 el Dr. David Hiriart del Instituto de Astronomía de la UNAM, tomando como referencia los IFA desarrollados anteriormente, construye y despliega uno en el Observatorio Astronómico Nacional en San Pedro Mártir. Este IFA tiene una línea base entre antenas de 50 m y opera a la frecuencia de 11.715 GHz, utilizando un mezclador tipo IQ.

Durante ese mismo año de 2002, surge la propuesta de construir un IFA que sustituya la observación de satélites GEO por LEO (*Low Earth Orbit*). Esta nueva propuesta se puede encontrar en [Masanori Nishio \(2002\)](#) quien buscaba aprovechar los satélites de comunicaciones de órbita baja para llevar a cabo el monitoreo de la atmósfera en un mayor rango de observación. Sin embargo esta propuesta requiere antenas que hagan el seguimiento del satélite a observar, lo que incrementa el costo y la complejidad del dispositivo.

En 2012 se construye un IFA de cinco elementos con uso de fibra óptica para el envío de datos y  $1^\circ$  RMS de error ([Robert S. Kimberk \(2012\)](#)). Este IFA fue instalado en el SMA en Hawái; es un buen ejemplo de un IFA moderno y de la más alta tecnología disponible de hoy en día. Este IFA funciona a una frecuencia cercana a los 12 GHz con una líneas de base variable entre 33 y 261 metros. Debido a la mucha atención a los detalles de su diseño e instalación, es muy sensible; su error rms en fase a 12.4 GHz es de  $0.013^\circ$ . Como el cambio de fase es proporcional a frecuencia, este rms se traduce a

0.73° a 700 GHz, la más alta frecuencia de operación del SMA. Un aspecto novedoso de este IFA es que no utiliza el faro de un satélite, sino toda la banda de emisión, por lo que se tiene una razón señal a ruido mayor.

En base del cambio a la programación dinámica de observaciones, para el año 2014 se realiza una actualización del IFA implementado en el VLA (*Very Large Array*), cambiando el sistema de comunicaciones por fibra óptica para reducir los efectos de *jitter* y maximizar la distancia de separación entre antenas. Se lleva a cabo una actualización del sistema de conversión de frecuencia con la finalidad de ayudar a la digitalización y análisis de las señales para el cálculo de fase. El sistema completo fue desarrollado por Keith Morris y se puede encontrar en [Morris \(2014\)](#).

Más allá de la radioastronomía, los IFA también tienen aplicaciones en las telecomunicaciones. Con el avance en las tecnologías de la comunicación y la necesidad de tener mayores velocidades de transmisión surge la idea de usar la tecnología MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) para comunicaciones satelitales. El uso de la tecnología MIMO en el área satelital presenta grandes retos debido a las exigencias para su óptimo funcionamiento, así como el reto que representa los efectos de la atmósfera para poder cumplir dichas exigencias. Esta aplicación del IFA no considera su instalación en zonas remotas para monitoreo de condiciones atmosféricas, sino su uso en ciudad para cumplir con las condiciones necesarias que exige la tecnología MIMO. Otra aplicación surge en el 2004 cuando la ESA (*European Space Agency*) construyó un IFA para hacer seguimiento de satélites GEO a una frecuencia  $\sim 13$  GHz. Fue instalado en Arganda España con una línea base entre antenas de 250 m y usaba fibra óptica para conectar las antenas con el centro de procesamiento ([Mats Rosengren \(2004\)](#)).

## 1.2. Tipos de IFA

A lo largo de los años se han diseñado, construido y desplegado una gran cantidad de IFA, principalmente con el objetivo de monitorear la atmósfera y sus cambios de fase para fines radioastronómicos. Los IFA que se mencionaron anteriormente difieren entre sí por el tamaño de la línea de base, el número de elementos, el medio de transmisión (cable coaxial o fibra óptica), el método de tratar la señal de radiofrecuencia, o bien el método de extraer la información de la fase. Sin embargo, estas características no son suficientes para crear una clasificación precisa de los IFA.

En la literatura es posible encontrar dos métodos para el cálculo de fase; un método basado en demoduladores en cuadratura o IQ y un segundo método fundamentado en la digitalización de las señales. El primer método lo titulo método “analógico”; consiste en el uso de demoduladores IQ, que realizan un desfaseamiento de  $90^\circ$  y  $0^\circ$  en las señales provenientes de las antenas, para posteriormente mezclarlas entre ellas y obtener los valores temporales IQ (voltajes).

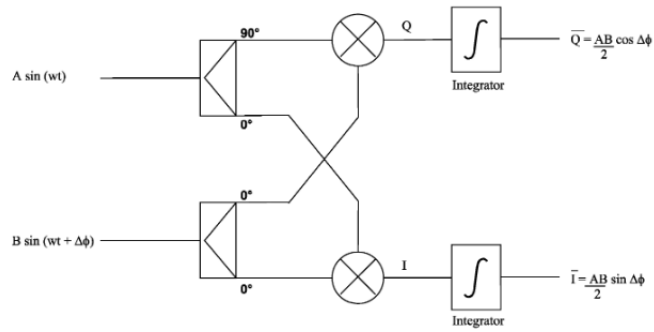


Figura 1.3: Demodulador en cuadratura. Recuperado de [David Hiriart \(2002\)](#).

A partir de los valores I y Q es posible calcular la fase como:

$$\delta\phi = \tan^{-1}(I/Q) \quad (1.1)$$

El otro método para calcular la fase entre señales lo clasifico como “digital”. Este consiste en digitalizar las señales captadas por las antenas y posteriormente, calcular la fase de las señales digitalizadas. A diferencia del método analógico que no requiere un sistema tan robusto de digitalización, el sistema digital requiere un equipo con mayores prestaciones para digitalizar la señal.

En este proyecto de tesis usaré el método digital. Este IFA utiliza equipos de digitalización basados en Radio Definida por Software o SDR (*Software Defined Radio*), que aunque no es una tecnología nueva, su uso en diferentes áreas ha ido en incremento.





## Capítulo 2

# El Propósito de los Interferómetros de Fase Atmosférica

La atmósfera terrestre es un conjunto de capas que se compone de diferentes gases que rodean la Tierra. Su importancia para las condiciones físicas en la Tierra es enorme; aun hasta la existencia de la vida en la Tierra es gracias a la presencia de su atmósfera. Durante décadas, si no siglos, se ha estudiado la atmósfera desde diferentes ramas de la ciencia debido a su importancia para los seres vivos.

A pesar de su valor crítico para la vida en el planeta, la atmósfera puede ser problemática para las observaciones astronómicas y las comunicaciones en ciertos rangos de frecuencia. Los efectos atmosféricos sobre las ondas electromagnéticas pueden ser grandes y los científicos e ingenieros han dedicado enormes esfuerzos a corregir estos efectos. En astronomía, por ejemplo, se han colocado telescopios en órbita de la Tierra, por arriba de la atmósfera, para evitar sus efectos en los rangos del infrarrojo, óptico, ultravioleta y rayos-X. Incluso existen propuestas de instalación de telescopios en la Luna, para escapar los efectos problemáticos de la atmósfera terrestre.

### 2.1. Atmósfera composición y estructura

Las maneras de describir, clasificar y cuantificar la atmósfera son tan numerosas como las ramas de la ciencia que se dedican a su estudio. Cada especialidad científica escoge la manera más adecuada para esta clasificación según sus propias necesidades, dando mayor importancia a las características bajo consideración.

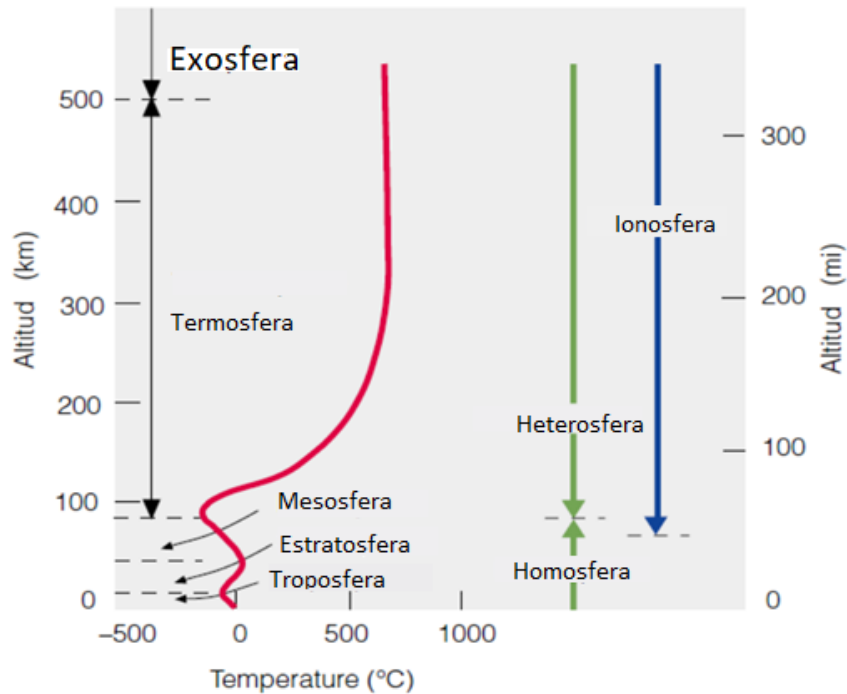


Figura 2.1: Distribución vertical de las capas de la atmósfera Terrestre. En rojo podemos ver la distribución de capas basados en Temperatura, en verde respecto a la composición y finalmente en color azul la clasificación de sus capas con respecto a las propiedades eléctricas.

Cuando la atmósfera es descrita a partir de la distribución de sus componentes suele describirse en dos capas; Homosfera donde los gases se encuentran mezclados de manera homogénea, y Heterosfera donde los gases se mezclan de manera heterogénea. La primera comprende hasta los 80 km de altura y la segunda comprende altitudes desde los 80 km hasta el límite superior de la atmósfera unos 10'000 km (ver Figura 2.1).

Cuando se usa como criterio la Temperatura para describir a la atmósfera, esta se compone de cuatro capas;

- **Troposfera:** es la capa más baja de la atmósfera que comprende desde el nivel del mar hasta los 18 km de altura media. En esta capa se concentra el 80% de los gases de la atmósfera y la temperatura disminuye un promedio de 6,5 °C por kilómetro en ascensión vertical hasta llegar a la Tropopausa donde la temperatura alcanza los -55 °C.
- **Estratosfera:** esta capa se encuentra por encima de la Troposfera y se extiende hasta los 45 km de altura. En ella la temperatura aumenta respecto a la altura hasta casi alcanzar los 0 °C en la zona de cambio conocida como Estratopausa.
- **Mesosfera:** capa que se encuentra arriba de la Estratosfera y alcanza los 80 km de altitud, terminando a la Mesopausa. La temperatura vuelve a disminuir en esta capa, cayendo de aproximadamente 0° en su límite inferior y llegando a los -90

°C en la mesopausa.

- **Termosfera:** es la capa superior de la atmósfera que comprende entre los 100 a 200 km de altura. En esta capa la temperatura nuevamente incrementa debido a que la absorción de las intensas radiaciones solares introduce energía al gas y por lo tanto se calienta.

Una tercer manera de clasificar las capas de la atmósfera es por sus efectos sobre la propagación de las ondas electromagnéticas. Esta clasificación es la más relevante para los fines de esta tesis. A partir de sus propiedades electromagnéticas es posible describir a la atmósfera en cuatro capas. Las primeras tres capas comprenden hasta los 80 km de altitud aproximadamente y poseen el mismo nombre que en la clasificación anterior. Sin embargo la Termosfera es sustituida por la Ionosfera que se encuentra entre los 90 y 1100 km. En esta capa se encuentran átomos cargados eléctricamente, llamados iones, y electrones libres. Su presencia es debido al efecto de ionización que se produce por la radiación del Sol. Esto último lo convierte en una capa conductora de electricidad que tiene una enorme efecto sobre la propagación de las radioondas de baja frecuencia. En términos de la propagación de radioondas, las capas importantes son la ionosfera y la troposfera.

Las dos capas de la atmósfera que más afectan a las radio-ondas son la Ionosfera y la Troposfera. La primera tiene mayor efecto a bajas frecuencias (menores de 3 GHz). Mientras que la Troposfera tiene mayor efecto en las ondas de altas frecuencias (mayores a 6 GHz), debido a que en ella se concentra la mayor cantidad de vapor de agua.

La ionosfera tiene su efecto sobre ondas de relativamente baja frecuencia, debajo de unos pocos MHz. Como la ionosfera es un plasma conductivo, ondas de baja frecuencia pueden provocar movimientos de las cargas libres, en particular los electrones. El movimiento de estos provoca una variedad de fenómenos. Principal entre estos son la rotación del plano de polarización de la onda (llamada *rotación de Faraday*) y la reflexión completa de ondas debido a la dependencia de el índice de refracción en la frecuencia de la onda. Este último, en base de la llamada “frecuencia de plasma”, es lo que permite telecomunicaciones por medio de ondas cortas en la Tierra, e impone un límite inferior en la frecuencia de radioondas de los astros que se puede observar con radiotelescopios en la Tierra.

La troposfera es la capa con mayor importancia para motivos de esta tesis. En analogía a la dependencia del índice de refracción en la ionosfera, debido al efecto de los electrones, el índice en la troposfera también depende de la frecuencia, ahora por el efecto de una variedad de moléculas que se encuentra en la capa inferior de la atmósfera.

La atmósfera es una mezcla de muchos gases que se encuentran distribuidos de manera vertical en ella, la proporción de estos gases difiere con la altitud. En el cuadro 2.1 se puede observar la proporción de los elementos que componen la atmósfera. Siendo el Nitrógeno ( $N_2$ ) el de mayor proporción, seguido por el Oxígeno ( $O_2$ ).

Composición	Porcentaje [%]
Nitrógeno ( $N_2$ )	78.08
Oxígeno ( $O_2$ )	20.95
Argón (Ar)	0.93
Dióxido de carbono( $CO_2$ )	0.038
Neón (Ne)	0.001818
Helio (He)	0.000524
Metano ( $CH_4$ )	0.0001745
Kripton (Kr)	0.000114
Hidrógeno ( $H_2$ )	0.000055
Vapor de Agua ( $H_2O$ )	0-5
Ozono ( $H_3$ )	0-0.00001

Cuadro 2.1: Composición de la atmósfera Terrestre. Recuperado de [Caballero \(2014\)](#)

## 2.2. Propagación de radio-ondas en la atmósfera Terrestre

Las radio-ondas se definen de acuerdo al IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) como ondas electromagnéticas de radiofrecuencia. Estas son muy usadas en el área de las comunicaciones y comprenden frecuencias de 3 KHz hasta los 3 THz. En el cuadro 2.2 se puede observar la clasificación de las ondas radio-eléctricas por su frecuencia hecha por la UIT (*Unión Internacional de Telecomunicaciones*).

Número de Banda	Nombre	Acrónimo	Rango de frecuencia [Hz]	Longitud de onda [m]
—	Frecuencia baja extrema	ELF	$<3 \times 10^3$	$>10^5$
4	Frecuencia muy baja	VLF	$3 \times 10^3 - 30 \times 10^3$	$10^4 - 10^5$
5	Baja frecuencia	LF	$30 \times 10^3 - 300 \times 10^3$	$10^3 - 10^4$
6	Frecuencia media	MF	$0,3 \times 10^6 - 3 \times 10^6$	$10^2 - 10^3$
7	Alta frecuencia	HF	$3 \times 10^6 - 30 \times 10^6$	$10 - 10^2$
8	Muy alta frecuencia	VHF	$30 \times 10^6 - 300 \times 10^6$	$1 - 10$
9	Ultra alta frecuencia	UHF	$0,3 \times 10^9 - 3 \times 10^9$	$10^{-1} - 1$
10	Super alta frecuencia	SHF	$3 \times 10^9 - 30 \times 10^9$	$10^{-2} - 10^{-1}$
11	Extremadamente alta frecuencia	EHF	$30 \times 10^9 - 300 \times 10^9$	$10^{-3} - 10^{-2}$
—	-t-	MF	$0,3 \times 10^{12} - 3 \times 10^{12}$	$10^{-4} - 10^{-3}$

Cuadro 2.2: Tabla de bandas de frecuencia de la UIT.

En el estándar IEEE 521-2002 las bandas VHF y UHF pertenecen al rango de frecuencias entre 3 [MHz] a 1 [GHz], mientras que el rango de la banda centimétrica se concentra en las bandas de radar que se presentan en el Cuadro 2.3.

Banda	L	S	C	X	Ku
Frecuencia [GHz]	1 - 2	2 - 4	4 - 8	8 - 12	12 - 18
Banda	K	Ka	V	W	banda milimétrica
Frecuencia [GHz]	18 - 27	27 - 40	40 - 75	75 - 110	110 - 300

Cuadro 2.3: Tabla de bandas de frecuencia.

Cuando una radio-onda atraviesa la atmósfera, esta sufre algunos contratiempos que son producidos debido al medio. Dentro de los efectos que sufren las radio-ondas al atravesar la atmósfera destacan: depolarización o bien rotación del ángulo de polarización, dispersión, atenuación, refracción. Algunos de estos efectos suelen tener un mayor impacto en las radio-ondas debido a su frecuencia.

Las variaciones de fase que sufren las radio-ondas (principalmente arriba de los 10 GHz) a lo largo de su camino a través de la atmósfera son producidas principalmente en la Troposfera debido a que en esta capa se concentra la mayor porción de vapor de agua. Estas variaciones de fase se producen por el cambio del índice de refracción en el medio que produce un retardo de grupo en las señales.

Debido a que la Troposfera no es un medio estático, sino que es un medio turbulento no es posible determinar un valor de fase constante para una zona determinada, sino que se requiere mantener un monitoreo constante en la zona de interés con un IFA.



# Capítulo 3

## Antecedentes

El interferómetro que se implementa en esta tesis es un dispositivo de dos antenas capaz de captar la señal de un satélite Geoestacionario (GEO) y usarla para medir el grado de desfase producido por el vapor de agua en la atmósfera. Se compone de dos etapas: la primera es una etapa de radiofrecuencia que trata la señal analógica y una segunda etapa de digitalización que realiza el cálculo de fase.

Debido a la complejidad del dispositivo es necesario desarrollar algunos conceptos previos que ayudan a comprender mejor el funcionamiento del IFA. Este capítulo explica que son los satélites Geoestacionarios, los receptores y se desarrolla el concepto de Radio Definida por Software (SDR) que son la columna vertebral del desarrollo del IFA.

### 3.1. Satélites Geoestacionarios

Un *satélite* se define como un cuerpo celeste que gira en órbita alrededor de otro. En la Tierra contamos con un satélite natural que es la Luna y un número creciente de satélites artificiales. Los satélites artificiales son aquellos objetos puestos en órbita por el ser humano.

México comienza su incursión en el área satelital con la transmisión de las Olimpiadas de 1968 y adquiere su primer sistema de satélites propios en el año de 1982, que se conforma por los satélites Morelos I y Morelos II (Sistema Morelos). A partir de entonces México comienza su incursión en el uso de tecnologías satélites que continúan hasta la fecha con el Quetzsat 1 y el Eutelsat 115 West B.

Los satélites artificiales suelen clasificarse por su posición orbital en cuatro grupos:

- Órbita Terrestre Alta (HEO)
- Órbita Terrestre Geosíncrona (GEO)
- Órbita Terrestre Media (MEO)
- Órbita Terrestre Baja (LEO)

Esta tesis se enfoca en el uso de satélites que suelen clasificarse como geosíncronas (GSO) o geoestacionarios (GEO). Ambos tipos tienen una altura de 35,780 km por arriba de la Tierra y por lo tanto, realizan una revolución completa durante un día sideral, es decir, 23 horas, 56 minutos, 4 segundos. Las órbitas GSO pueden tener cualquiera inclinación con respecto a la Tierra, mientras que las órbitas GEO siempre tienen una inclinación de cero grados de tal forma que el plano de su órbita coincide con el ecuador de la Tierra. Cuando estas órbitas también tienen excentricidad uno, la posición del satélite con respecto a la Tierra está fija. La ventaja de las órbitas GEO es que la posición del satélite no cambia con respecto a observadores en la Tierra (por eso, su nombre *geo-estacionario*) y por lo tanto se puede observarlos con antenas fijas. Satélites GSO, en contraste, mueven relativo a una posición en la Tierra, y es necesario contar con un sistema para guiar la antena que pretende observarlos.

La industria de Telecomunicaciones ha puesto un gran número de satélites en órbita GEO, sobre todo para la transmisión de señales de televisión. Las frecuencias de enlace típicas para este tipo de satélites se encuentran en la siguiente tabla

Banda	Enlace de subida [GHz]	Enlace de bajada [GHz]
C	5.925-7.075	3.7-4.2
Ku	14.0-14.5	11.7-12.2
Ka	27.5-31.0	17.7-21.2

Cuadro 3.1: Tabla de frecuencias de enlace de bandas de satélite. Recuperado de: [Olorunfunmi \(2014\)](#)

### 3.1.1. Señales faro (“*beacons*”)

El espectro de señales emitido por los satélites es complejo; contiene un rango de frecuencias, divididas en varios canales, con varias formas de modulación y con varios propósitos. Aparte de las señales de telecomunicaciones que llevan la información “comercial” del satélite, también se requiere de señales para comunicar con el satélite, telemetría, y otros usos. Estas señales son usadas para monitorear el estado del satélite, hacer rastreo de su posición y apuntamiento de las antenas de la estación terrena para envío y recepción de datos.

Las características principales de estas señales faro o “beacon” son:

- Se encuentran en los extremos del espectro de frecuencia del enlace de los satélites.
- Ancho de Banda estrecho.
- La señal faro puede ser de onda continua o modulada.
- No se encuentra en un rango específico de frecuencia, sino que depende del satélite.



A parte de sus aplicaciones técnicas que se han descrito anteriormente, las señales faro también pueden ser utilizadas en el estudio de

- Medición de contenido total de electrones (TEC)
- Centelleo en la Ionosfera
- Efectos en la Troposfera

En particular en esta tesis proponemos usar la señal faro para medir el desfaseamiento en señales provocado por el vapor de agua en la Troposfera.

### 3.1.2. Cálculo de enlace

Para recibir una señal faro, es fundamental estimar la potencia en dicha señal, para saber la sensibilidad que se requiere en el sistema de recepción. Tal cálculo se conoce como el ‘cálculo de enlace’. El cálculo de enlace es fundamental para los sistemas de transmisión y recepción satelital, porque de los resultados obtenidos dependerá el diseño del receptor y transmisor que se necesite para la comunicación con el satélite. Existen cálculos para enlace de subida y bajada, sin embargo en nuestro caso estamos enfocados en los parámetros del enlace de bajada, que son los que se presentan a continuación. Empezamos con algunas definiciones de conceptos necesarios para el cálculo de enlace.

**La Potencia Isotrópica Radiada Efectiva (PIRE)** o *EIRP* por sus siglas en inglés es la potencia equivalente de transmisión suponiendo una antena isotrópica. Para el enlace de bajada se habla de la PIRE del satélite. Este dato es entregado generalmente en las hojas de especificaciones del satélite. El PIRE es la potencia emitida por una antena isotrópica que produciría la misma intensidad (vatios por metro cuadrado) en la posición del receptor si el lóbulo principal de la emisora está apuntado directamente hacia el receptor. Así que el PIRE es una combinación de la potencia emitida por el transmisor y la direccionalidad de su antena, e indica la potencia *aparente* del transmisor. Matemáticamente, el PIRE viene dado por

$$\text{PIRE} = G_i P_{en}$$

donde  $G_i$  es la ganancia de la antena (con respecto a isotrópico) y  $P_{en}$  es la potencia de entrada a la antena. Si  $G_i$  viene en dBi y  $P_{en}$  en dBw, entonces PIRE es dado en dBw.

**Las Pérdidas por espacio Libre** o *Free Space Loss (FSL)* por sus siglas en inglés son las pérdidas que se presentan en cualquier tipo de radio enlace. El origen de la pérdida es la ley cuadrática inversa de la radiación, donde la intensidad es inversamente proporcional al cuadrado de la distancia. Se puede obtener una expresión para esta pérdida a partir de la ecuación de Friis, dada por

$$\frac{P_r}{P_t} = D_t D_r \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$$

donde  $P_r$  y  $P_t$  son las potencias recibida y transmitida, respectivamente,  $D_t$  y  $D_r$  son las directividades de las antenas transmisoras y receptoras, respectivamente,  $\lambda$

es la longitud de onda, y  $R$  la separación entre las antenas. Independientemente de las antenas utilizadas, siempre hay una pérdida debido a la distancia recorrida, dada por el factor  $(\lambda/4\pi R)^2$ . Esta es la pérdida por espacio libre. Comúnmente se expresa en decibeles, por

$$L_{fs}(\text{dB}) = 20\log\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right).$$

Cuando todas las cantidades se encuentran expresadas en decíbeles es posible calcular la **Potencia Recibida**,  $P_R$ , que entra al sistema electrónico como

$$P_R = \text{PIRE} - L_{fs} + G_r$$

donde  $G_r$  es la ganancia de la antena receptora, expresada en decíbeles.

Para poder determinar la calidad de un enlace satélital se usa como parámetro de referencia la Relación Portadora a Ruido o **CNR** que es la Relación Señal a Ruido **SNR** de una señal modulada, que se define como

$$\frac{C}{R} = \frac{C}{kT_{sis}}$$

donde  $C$  es la potencia de la señal portadora,  $R$  es la potencia de ruido por unidad de ancho de banda,  $k$  es la constante de Boltzmann ( $k = 1,38 \times 10^{-23}$  J/K) y  $T_{sis}$  es la Temperatura equivalente del sistema que depende de la temperatura de la antena, la figura de ruido<sup>1</sup> (**NF**) del receptor o LNB (*Low Noise Block*) y la temperatura ambiente del sitio.

$$T_{sis} = T_{ant} + T_{Rx} = T_{ant} + T_o(10^{NF/10} - 1)$$

La temperatura de la antena describe la potencia de ruido que la antena recibe; no se refiere propiamente a la temperatura física de la antena. Existen varios métodos para medir la  $T_{ant}$ ; sin embargo esto va más allá de lo que se pretende explicar en esta tesis y para los cálculos que se realizarán posteriormente se usará  $T_{ant} = 70$  K que corresponde a un valor estándar de la temperatura de antena con cielo despejado. El valor  $T_o$  se refiere a la temperatura del receptor, que típicamente se toma como 290 o 300 K.

## 3.2. Receptores

Para realizar las mediciones del desfaseamiento por la atmósfera es necesario tener un transmisor (el satélite GEO) que se encuentre arriba de la Troposfera y un receptor en Tierra que reciba, detecte, y procese la señal faro del satélite.

---

<sup>1</sup>El concepto de Figura de Ruido será desarrollado en la sección 3.3.2

Un receptor, como su nombre lo indica, es un dispositivo que recibe una señal ya sea de radiofrecuencia u óptica. Es el componente más crítico en un sistema de comunicaciones que tiene como finalidad recuperar una señal deseada que se encuentra dentro de un amplio espectro de señales transmitidas, así como mitigar los efectos del ruido y resolver los problemas de interferencia.

Al momento de diseñar y construir o seleccionar un receptor, es necesario tomar en cuenta los siguientes parámetros: ancho de banda, selectividad y sensibilidad.

**Ancho de Banda:** El ancho de banda que debe presentar el receptor depende del tipo de aplicación. Este se define en la etapa de conversión de frecuencia por la selección del frecuencia del oscilador local, los parámetros del mezclador, y posiblemente filtros de pasa banda.

**Selectividad:** La selectividad es una medida de la capacidad del receptor para seleccionar la frecuencia deseada y discriminar o atenuar señales de frecuencias adyacentes no deseadas. La selectividad se determina por la respuesta en frecuencia que presentan los circuitos que anteceden al detector, específicamente en los filtros de la sección de frecuencia intermedia (*FI*). El valor típico de rechazo de señales de frecuencias adyacentes es del orden de 60 dB.

**Sensibilidad:** La sensibilidad determina el nivel de señal más débil que el receptor es capaz de recibir con una reproducción aceptable de la señal modulante original. La sensibilidad última del receptor se limita por el ruido generado dentro del propio receptor, siendo la relación señal a ruido y la potencia de la señal en la salida, indispensables en la determinación de la calidad de la señal demodulada. El ruido de salida es un factor importante en cualquier medición de sensibilidad. La sensibilidad se define como el voltaje mínimo de entrada (portadora de RF), que producirá una relación de potencia señal a ruido (SNR) a la salida del receptor.

Existen diferentes arquitecturas para el diseño de dispositivos receptores. Sin embargo, el más ampliamente usado es el receptor superheterodino como el que se muestra en la Figura 3.1 y que a continuación se describe.

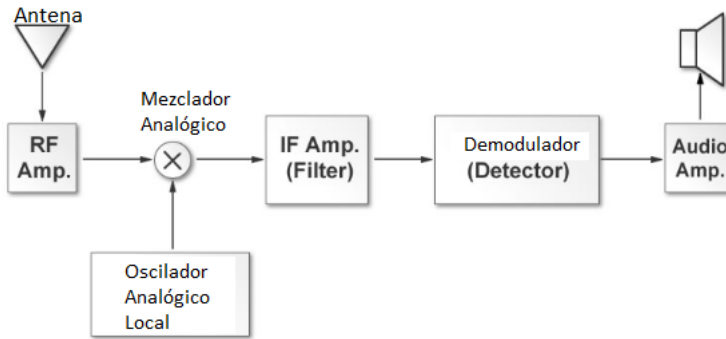


Figura 3.1: Arquitectura general de un receptor superheterodino. Recuperado de: [Fernández \(2014\)](#)

El receptor primero detecta la señal con la antena y esta es transmitida a un amplificador encargado de incrementar la potencia de la señal RF antes de pasar a la etapa de mezclado de frecuencias, donde la frecuencia de la señal  $f_{RF}$  es multiplicada por la señal del oscilador local  $f_{OL}$  que da como resultado una frecuencia intermedia  $f_{FI}$  mayor que DC. Generalmente este tipo de receptores es acompañado de una segunda etapa de heterodinación que elimina los problemas de frecuencia imagen y aquellos producidos por el Oscilador.

Para medir la calidad del receptor diseñado, es necesario calcular la Figura de Ruido (NF) o Factor de Ruido del sistema completo. La Figura de Ruido se define como la relación entre la SNR de la señal de entrada y la SNR de la señal de salida

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}}. \quad (3.1)$$

Es posible calcular la NF de un receptor a partir de la Teoría de Cascada de Friis.

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{NF_k - 1}{G_1 G_2 G_{k-1}} \quad (3.2)$$

### 3.2.1. Osciladores y Ruido de fase

En los sistemas de comunicaciones el oscilador juega un papel muy importante. En el aspecto analógico de radio frecuencias, es la señal base empleada para la conversión de frecuencias por el proceso heterodino. Más aún, es el dispositivo que sirve como señal de sincronización; para los IFA no es la excepción. Una ejemplo típico es el uso de un oscilador a 10 MHz que sirve como un reloj de referencia para la sincronización de todo proceso dentro del sistema. Esta sincronización es un aspecto crítico, sobretodo para sistemas de procesamiento digital de señales.

La estabilidad de los osciladores se mide de acuerdo a su comportamiento en diferentes escalas de tiempo. Las inestabilidades que se manifiestan en escalas de tiempo pequeñas se le llama *jitter* o ruido de fase<sup>2</sup> y aquellas que se manifiestan en escalas de tiempo más largas se conocen como corrimiento o *drift*. Los *drift* se producen por variaciones de temperatura o por el envejecimiento del oscilador y se expresa como ppm (partes por millón) o ppb (partes por billón). En contraste, el *jitter* suele ser estacionario.

Aunque usamos las frases ruido de fase y *jitter* de manera intercambiable, sí existe una diferencia sutil entre ellos. Ambos miden la estabilidad del oscilador, pero el ruido de fase lo hace en el dominio de frecuencia y se especifica en términos de la densidad de potencia por unidad de ancho de banda (dBc/Hz). En contraste, el *jitter* la mide en el dominio de tiempo y se expresa en unidades de tiempo.

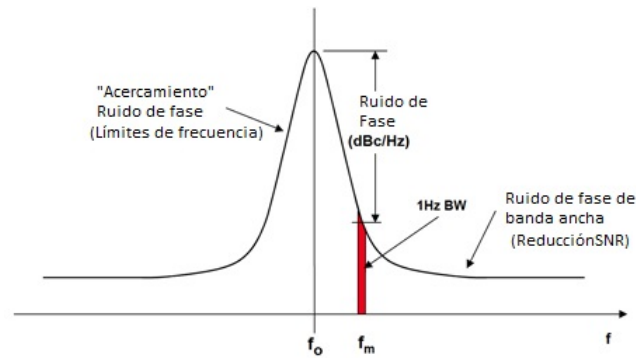


Figura 3.2: Espectro de potencia de un oscilador con ruido de fase. Recuperado de [Kester \(2008\)](#)

En las hojas de especificaciones de los osciladores las inestabilidades de tiempo corto se especifican por el ruido de fase y no por el *jitter*, sin embargo es posible convertir los dBc/Hz a segundos. Para realizar la conversión de ruido de fase a *jitter*, lo que se debe hacer es calcular el área bajo la curva de la gráfica de ruido de fase que se muestra en las hojas de especificaciones del oscilador.

<sup>2</sup>Suele usarse el termino *jitter* o ruido de fase de manera indistintas.

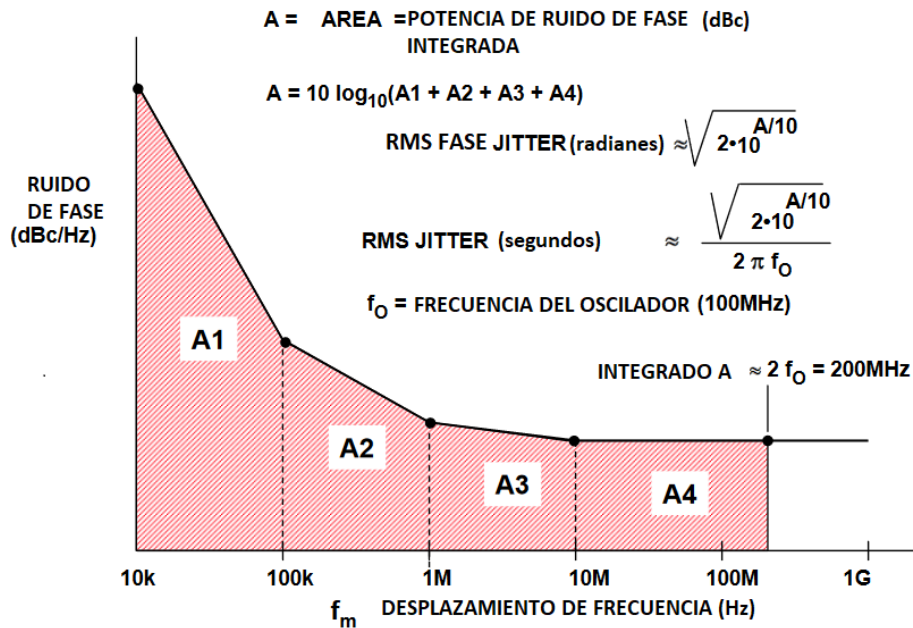


Figura 3.3: Cálculo de *jitter* a partir de la gráfica de ruido de fase de un oscilador. Recuperado de [Kester \(2008\)](#)

En la figura 3.3 el eje horizontal es la Frecuencia de offset (de la frecuencia del oscilador) en Hz y el eje vertical es la densidad de potencia dBc/Hz. Estos datos se obtienen de hoja de especificaciones del oscilador. Las ecuaciones para realizar la conversión a *jitter* (en radianes o en la forma más común de segundos) vienen en la figura.

Existe una gran variedad de osciladores en el mercado como los tipo cristal; TCXO (*Temperature Compensated Crystal Oscillator*), VCXO (*Voltage Controlled Crystal Oscillator*), OCXO (*Oven-Controlled Crystal Oscillator*) entre otros, también existen los llamados de circuitos resonadores como el VCO (*Voltage Controlled Oscillator*), Colpitts, Harley etcétera. Las aplicaciones para cada uno de estos osciladores es diferente dependiendo de las necesidades y aplicaciones que quiera darse. Por ejemplo; el oscilador que en este proyecto como señal de referencia para los LNB es un OCXO de Orbital Research que tiene un “*drift*”  $\pm 1$  ppm por día luego de 130 días y  $\pm 5$  ppm por año luego de 180 días, mientras que su ruido de fase es:

Hz	dBc/Hz
100	-137
1000	-147
10000	-148
100000	-148

Cuadro 3.2: Ruido de fase del MODM de 10 MHz, se puede consultar en: <https://orbitalresearch.net/product/modm-master-oscillator-dual-muxtees/>

### 3.3. Elementos del IFA

#### 3.3.1. Etapa de Radiofrecuencia analógica

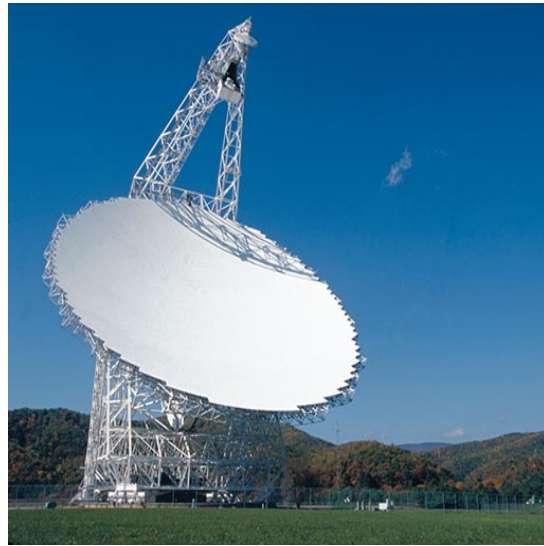
La primer etapa de un sistema de recepción satelital consiste de un LNB (*Low Noise Block*) y una antena, que sirven como primer detector de la señal. Esto sin importar la aplicación para la que se requiera recibir la señal del satélite, puede ser usado en el Internet por satélite, televisión satelital o aplicaciones científicas como es el caso del IFA desarrollado en este proyecto.

#### Antenas

Las antenas existen en una variedad enorme. La forma particular depende de su aplicación. En nuestra aplicación del IFA, las características más importantes es que sean de alta ganancia y tengan una buena eficiencia para captar ondas centimétricas. Un tipo de antena que cumple estos requisitos es la antena parabólica. Hay dos implementaciones de la antena parabólica comercialmente disponible; el plato parabólico completo y el tipo “*offset*”. El segundo tipo es solamente una sección de una pábola más grande, pero ofrece la ventaja de que el LNB y su soporte se ubican fuera de la línea de visión del plato, y así no presentan un obstáculo a las señales de radio.



(a) Antena parabólica del observatorio “*Very Large Array*” (VLA) en Nuevo México. Recuperado de: <https://public.nrao.edu/gallery/vla-lone-antenna-near-sunset/>.



(b) Antena tipo offset del observatorio “*Green Bank Telescope*” (GBT) ubicado en West Virginia, US. Recuperado de: <https://public.nrao.edu/telescopes/gbt/>.

Figura 3.4: Tipos de antenas usadas en observatorios de astronomía, a la izquierda la Antena parabólica y a la derecha la parabólica offset.

La selección del tamaño de la antena se hace con base a los valores de PIRE. Sin embargo, este valor no es constante en toda el área que cubre la señal del satélite. Es necesario hacer uso de los mapas de cobertura satelital para saber la PIRE en nuestra posición y en base a estos valores elegir el tamaño de antena adecuado para nuestra geoposición. Estos mapas de cobertura satelital se encuentran disponibles en Internet, en las páginas de los proveedores satelitales.



Figura 3.5: Antena offset de 1.2 m usada en el proyecto.



## Calculo de orientación de antenas terrenas a los satélites tipo GEO

Orientar las antenas desde cualquier punto de la Tierra a los satélites GEO es de suma importancia, porque los ángulos de elevación y azimuth cambian dependiendo de la zona geográfica en que nos encontremos. Estos cálculos pueden ser muy complicados para orbitas tipo LEO o MEO, no obstante, para el caso de satélites GEO son más sencillos.

Para conocer los ángulos de elevación y azimuth requeridos para el apuntamiento de las antenas es necesario conocer tres parámetros:

- Las coordenadas geográficas del sitio donde las antenas serán colocadas (latitud  $\lambda_E$  y longitud  $\phi_E$ )
- La longitud del punto subsatelital  $\phi_{SS}$  generalmente nombrada como la longitud satelital.

Por convención y facilidad para los cálculos de orientación de las antenas se usarán los siguientes preceptos; las latitudes que se encuentren al norte serán ángulos positivos, mientras que aquellas que se encuentran al sur serán negativas. Las longitudes que se encuentren al Este del meridiano de Greenwich serán ángulos positivos y aquellos al oeste serán negativos.

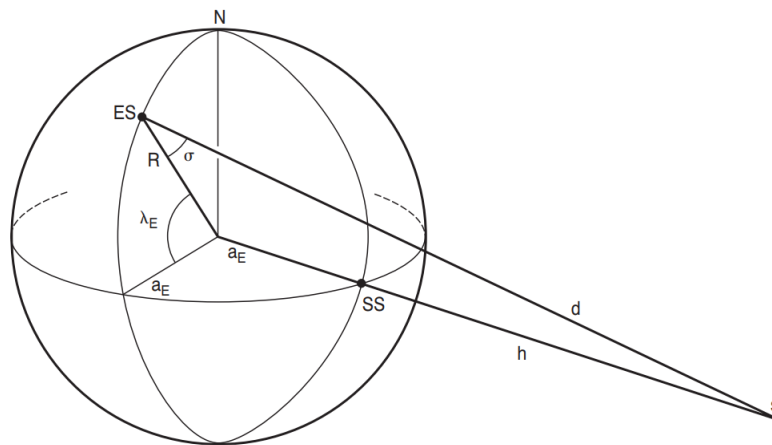


Figura 3.6: Geometría usada para el cálculo de orientación de antenas. Recuperado de [Rodney \(2006\)](#).

A partir de las Figuras 3.6 y 3.7 se determina que es necesario el uso de dos tipos de trigonometría; plana y esférica para el cálculo de los ángulos de orientación.

El primer reto a resolver es el cálculo del ángulo de Azimuth (A) de la antena, para eso es necesario resolver el ángulo B que es la diferencia entre la longitud de la estación terrena y la del punto subsatelital.

$$B = \phi_E - \phi_{SS} \quad (3.3)$$

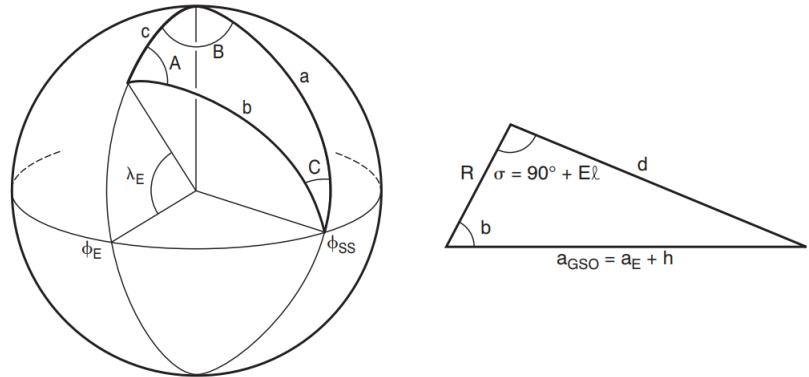


Figura 3.7: Triángulos que se obtienen a partir de la figura 3.3. Recuperado de Rodney (2006).

Una vez que se obtiene los datos del ángulo B es momento de encontrar el plano contenido en b que con el uso de las regla de Napier<sup>3</sup> se obtiene como

$$b = \arccos(\cos B \cos \lambda_E) \quad (3.4)$$

$$\therefore A = \arcsen\left(\frac{\text{sen}|B|}{\text{sen}b}\right) \quad (3.5)$$

El ángulo de Azimuth se obtiene partir del ángulo A calculado en la ecuación 3.5 con las siguientes consideraciones

$\lambda_E$	B	Az en grados
<0	<0	A
<0	>0	$360^\circ - A$
>0	<0	$180^\circ - A$
>0	>0	$180^\circ + A$

Cuadro 3.3: Condiciones para el cálculo de Azimuth Recuperado de Rodney (2006).

Una vez que se obtienen el valor de Azimuth de la antena es momento de regresar a la trigonometría plana para calcular el ángulo de elevación. Lo primero es calcular la distancia del punto observación al satélite<sup>4</sup>

<sup>3</sup>Es una regla nemotécnica para resolver triángulos esféricos rectángulos, algunos autores la nombran pentágono de Napier

<sup>4</sup>En algunos casos este cálculo es omitido y se considera la distancia del punto de observación al satélite como una constante de 36'000 km que es la distancia de la órbita del satélite, dando así un valor aproximado.

$$d = \sqrt{R^2 + a_{GSO}^2 - 2R a_{GSO} \cos b} \quad (3.6)$$

donde  $a_{GSO}$  es la suma del radio de la Tierra y la distancia al satélite desde la superficie de la Tierra. Aplicando la regla de los senos y tomando en cuenta que el  $\sin(90^\circ + El) = \cos(El)$ , se obtiene la elevación

$$El = \arccos\left(\frac{a_{GSO}}{d} \sin b\right) \quad (3.7)$$

En la sección 4.1 se emplean estos cálculos para obtener los ángulos de Elevación y Azimuth de las antenas del IFA que se instalaron en el Instituto de Radioastronomía y Astrofísica, Morelia Michoacán.

### **Bloque de bajo ruido o LNB (*Low Noise Block*)**

El LNB (*Low Noise Block*) es el primer dispositivo que trabaja con la señal del satélite, este dispositivo amplifica la señal proveniente del satélite y realiza una conversión de frecuencia de la señal del satélite a una Frecuencia Intermedia (FI).

Existen una gran cantidad de dispositivos LNB en el mercado y su elección depende principalmente de cual sea su aplicación. Comercialmente se pueden encontrar tres tipos de LNB en base de su configuración interna respecto a su oscilador. Estos son:

- LNB DRO (Dielectric Resonator Oscillator)
- LNB PLL (*Phase Locked Loop*)
- LNB de referencia externa

Los más comerciales son los que podemos encontrar en antenas de recepción de televisión, que generalmente son tipo DRO y de bajo costo. Los LNB DRO constan de un oscilador de cristal. Generalmente, estos LNB no suelen poseer una gran estabilidad, son relativamente sensibles a los cambios de temperatura, y tienen una alta fluctuación en frecuencia de +/- 250 KHz hasta +/- 2 MHz en banda Ku. Existen algunos LNB DRO con mayor estabilidad; esto se debe al tipo de oscilador cristal que usan.

El LNB PLL es similar al de uso comercial, con la diferencia principal que estos tienen un sujetador de fase o PLL que les otorga una mayor estabilidad en frecuencia. Están compuestos por un oscilador cristal y un chip con un PLL digital.

Los LNB de referencia externa se conforman de un circuito PLL y además requieren de una señal de referencia externa (generalmente 10 MHz). Estos suelen ser muy estables en fase y frecuencia. El ruido de fase de estos LNB depende de la señal de referencia que se use. Estos LNB son usados generalmente para áreas donde se requiere alta precisión en la recepción de señales. En nuestra aplicación, que requiere de buena estabilidad de fase, este tipo de LNB nos genera el mejor rendimiento debido a su bajo ruido en fase comparado a los otros tipos de LNB.

### 3.3.2. Etapa de digitalización mediante el uso de Radio Definida por Software (SDR)

La Radio Definida por Software (*SDR Software Defined Radio*) se define según la IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) como un sistema de radio en la que algunas o todas las funciones que se realizan en la capa física son controladas vía software. Es decir un sistema que combina procesos analógicos y digitales para el tratamiento de señales. Este nuevo concepto se desarrolló en los años 90's de la mano de Joseph Mitola III y su uso se ha extendido a aplicaciones militares, de instrumentación, radar, comunicaciones por radiofrecuencia entre otras.

Esta tecnología surge de la combinación de Hardware y Software que permite tener sistemas flexibles y reconfigurables para realizar diferentes tareas. Sin embargo, dependiendo de la aplicación y sus requisitos será la complejidad del Hardware y Software. Los dispositivos comúnmente encontrados en el mercado son los SDR-dongle usados como receptores programables hasta aquellos más complejos como pueden ser los USRP de *Ettus* que tienen la posibilidad de configurarse como Receptores multicanal o Transceptores según la aplicación lo requiera. En cuanto al software se encuentran aquellos de código libre como GNURadio y Pothos que poseen compatibilidad con muchos dispositivos, mientras que existen otros programas como MATLAB y Labview que son de licencia comercial y su compatibilidad en hardware es reducida.



(a) SDR-dongle dispositivo receptor de un solo canal  
(b) USRP X300 dispositivo transceptor configurable en Hardware y Software para aplicaciones con mayor exigencia

Figura 3.8: Dispositivos basados en SDR que se pueden encontrar en el mercado.

## Arquitectura general de dispositivos basados en SDR

Los dispositivos SDR como se mencionó anteriormente pueden configurarse como Transmisores, Receptores o Transceptores. Las etapas que componen cualquiera de estas configuraciones son similares pero para este trabajo solo se describirá su configuración como receptor.

Cuando el SDR es configurado como receptor se asemeja a los receptores de doble conversión que poseen dos etapas de traslado de frecuencia. Sin embargo, en el caso de los SDR la segunda etapa es sustituida por un sistema de Conversión Digital Descendente o DDC (*Digital Down Converter*).

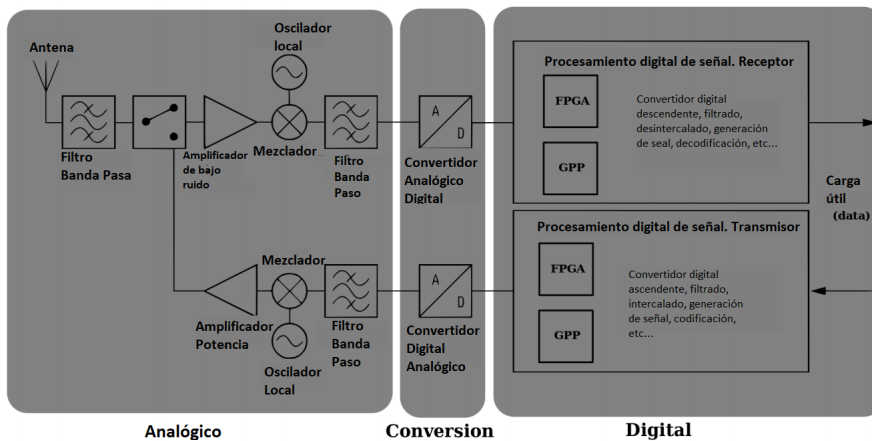


Figura 3.9: Arquitectura general de un dispositivo transceptor SDR. Recuperado de: [Fernández \(2014\)](#)

Como se puede observar en la figura 3.9, la primer etapa de conversión de frecuencia es similar a los sistemas de heterodinación analógicos que se mencionaron anteriormente y es el encargado de recibir la señal de radiofrecuencia y convertirla a una señal de Frecuencia Intermedia (FI)<sup>5</sup> que se ajuste a los requerimientos del convertidor analógico digital o ADC (por sus siglās en inglés) del SDR. Esta primer etapa debe poseer la flexibilidad de trabajar en diferentes rangos de frecuencia. La electrónica que conforma esta etapa es de circuitos integrados en la mayoría de los casos.

La siguiente etapa por la que atraviesa la señal se le llama etapa de digitalización debido a que realiza la tarea de convertir una señal analógica a una digital utilizando un ADC. En esta etapa se realizan los procesos de muestreo, cuantización y codificación.

Una vez digitalizada, la señal es enviada al procesador,<sup>6</sup> encargado del

<sup>5</sup>En caso que la frecuencia a tratar caye en un rango alcanzable a digitalización directa, se puede omitir la etapa heterodina.

<sup>6</sup>Algunos dispositivos SDR usan procesadores dedicados DSP (*Digital Signal Processing*). Sin embargo en la mayoría de los casos han sido sustituidos por procesadores de propósito general o GPP (*General Purpose Processor*) como los FPGA (*Field Programmable Gate Array*).

procesamiento digital de las señales. En el procesador se lleva a cabo la Conversión Digital Descendente (DDC) que realiza una segunda etapa de conversión de frecuencia que lleva la banda de interés de la señal a banda base, sin violar el criterio de Nyquist del ancho de banda de la señal.

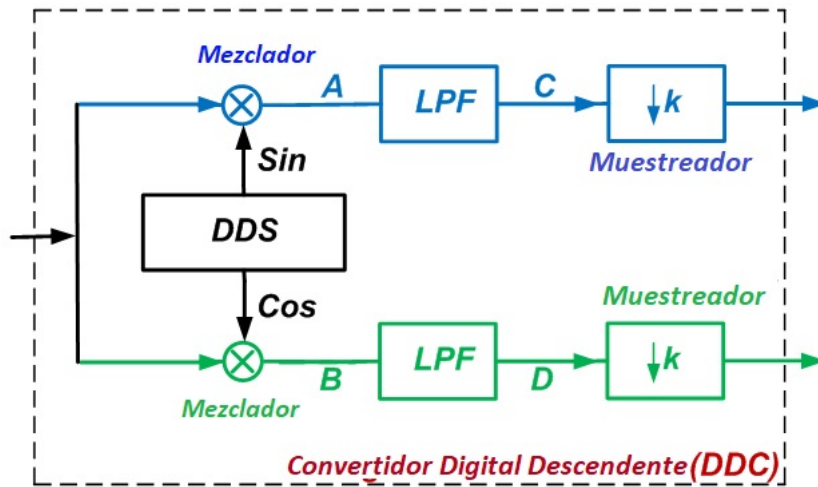


Figura 3.10: Convertidor Digital Descendente

En la Figura 3.10 se describe el sistema DDC compuesto de un Sintetizador Digital Directo (SDD) o DDS en inglés<sup>7</sup>, un mezclador digital (multiplicador), un filtro paso bajas digital y un decimador que entregan los componentes I y Q de una señal digitalizada.

### 3.3.3. Cálculo de Fase

Medir la fase entre señales es de gran importancia en un gran número de áreas como es en las comunicaciones, biología, control automático, radar, y navegación entre otras. Por esta razón existe un gran número de métodos para el cálculo de fase. Entre ellos, los principales son: métodos de cruzamiento en cero, correlación, método de Hilbert, y método de vectores [Milos Sedlacek \(2005\)](#). Para el cálculo de fase en este proyecto, se hace uso de un método que combina el método de correlación y el método de la Transformada de Hilbert.

#### Correlación

La correlación entre señales indica la medida en la que una señal se asemeja a la otra. Existen dos tipos de correlación. La primera se le llama la autocorrelación y es la correlación de una señal consigo misma pero desplazada un tiempo  $t$  en el caso de

<sup>7</sup>También conocido como NCO (*Numerically Controlled Oscillator*)

señales continuas o una muestra  $m$  en el caso de señales discretas. La autocorrelación en tiempo discreto se expresa como

$$R_{xx}[m] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]x[n-m]. \quad (3.8)$$

El otro tipo de correlación es la correlación cruzada. Está formada entre dos señales diferentes donde una de ellas es desplazada una muestra  $m$  o un tiempo  $t$  y se define de la siguiente manera (para señales discretas)

$$R_{xy}[m] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]y[n-m]. \quad (3.9)$$

El método de correlación para el cálculo de fase instantánea ( $m = 0$ ) para señales discretas se construye a partir de la correlación cruzada. Supongamos dos señales en tiempo discreto  $x = A\cos(\omega n + \theta_1)$  y  $y = B\cos(\omega n + \theta_2)$  [Su Dan \(2014\)](#). El primer paso para obtener la fase entre las señales es realizar la correlación cruzada:

$$R_{xy}[m] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A\cos(\omega n + \theta_1)B\cos(\omega(n-m) + \theta_2). \quad (3.10)$$

Cuando  $m = 0$  la ecuación se reescribe

$$R_{xy}[0] = \left[ \frac{AB}{2} \cos(\theta_1 - \theta_2) \right] \quad (3.11)$$

Para obtener los valores  $A$  y  $B$  que son las amplitudes de las señales  $x$  y  $y$ , respectivamente, es necesario realizar la auto-correlación de cada una de ellas.

$$R_{xx}[0] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A\cos(\omega n + \theta_1)A\cos(\omega n + \theta_1) \quad (3.12)$$

$$R_{yy}[0] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} B\cos(\omega n + \theta_2)B\cos(\omega n + \theta_2) \quad (3.13)$$

$$\therefore A = \sqrt{2R_{xx}(0)}$$

y

$$B = \sqrt{2R_{yy}(0)}.$$

Sustituyendo  $A$  y  $B$  en la ecuación 3.11 es posible calcular la fase como

$$\Delta\phi = \theta(1) - \theta(2) = \arccos \left[ \frac{R_{xy}}{\sqrt{R_{xx}}\sqrt{R_{yy}}} \right] \quad (3.14)$$

## Transformada de Hilbert

La transformada de Hilbert es una herramienta muy usada en procesamiento de señales para aplicaciones en criptografía, determinación de frecuencia instantánea, procesamiento de imágenes, modulación y demodulación de señales, entre otras. Aquí se muestra su aplicación para determinar la fase entre dos señales.

En tiempo continuo la transformada de Hilbert se define como la convolución de la señal  $x(t)$  con la señal  $\frac{1}{\pi t}$ :

$$\hat{x}(t) = x(t) * \frac{1}{\pi t}. \quad (3.15)$$

Mientras que en tiempo discreto la transformada de Hilbert la define [Kak \(1970\)](#) como:

$$DHT f[n] = \hat{f}[k] = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \sum_{n \text{ impar}} \frac{f(n)}{k-n}; & k \text{ par} \\ \frac{2}{\pi} \sum_{n \text{ par}} \frac{f(n)}{k-n}; & k \text{ impar} \end{cases} \quad (3.16)$$

Definiendo dos señales en tiempo como  $x = A \cos(\omega t + \theta_1)$  y  $y = B \cos(\omega t + \theta_1)$  y aplicando la transformada de Hilbert a cada una de ellas, obtenemos  $\hat{x} = A \sin(\omega t + \theta_1)$  y  $\hat{y} = B \sin(\omega t + \theta_1)$ . Despejando, obtenemos

$$\omega t + \theta_1 = \arctan \frac{\hat{x}}{x} \quad (3.17)$$

$$\omega t + \theta_2 = \arctan \frac{\hat{y}}{y}. \quad (3.18)$$

Para el cálculo de fase instantánea a  $t = 0$ , tenemos

$$\Delta\phi = \theta_1 - \theta_2 = \arctan \frac{\hat{x}}{x} - \arctan \frac{\hat{y}}{y}. \quad (3.19)$$

## Método correlación-Hilbert

Para el proyecto del interferómetro se usó un método híbrido que involucra ambos métodos, la Transformada de Hilbert y la correlación, para obtener la fase instantánea entre dos señales. El método consiste en realizar la transformada de Hilbert de uno de los canales y posteriormente realizar la correlación de esta transformada con la señal del otro canal [Morris \(2014\)](#). Es decir,

$$y(k) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} x_1(n+k) \hat{x}_2(n) \quad (3.20)$$

donde  $\hat{x}_2$  es la transformada de Hilbert de la señal de canal 2.

La correlación cruzada entre la señal del canal 1 y la transformada de Hilbert de la señal del canal 2 es un coeficiente de correlación complejo que se compone de una



parte real y una imaginaria que nos dice la similitud entre las dos señales, a partir de aquí es posible obtener la fase como:

$$\phi = \arctan \frac{Im(y)}{Re(y)} \quad (3.21)$$

### Simulación de diferentes métodos para el cálculo de fase entre señales.

Para comprobar el funcionamiento de los métodos mencionados se realizó una simulación en Python 2.7 (ver Apéndice A.1) para el cálculo de fase entre dos señales senoidales. La simulación consiste en generar dos señales senoidales de la misma amplitud y frecuencia con fases pseudoaleatorias  $\theta_1$  y  $\theta_2$  en un rango entre  $0^\circ$  y  $90^\circ$ .

Cada vez que el programa se ejecuta se generan 30 valores de fase pseudoaleatorias y se calculan usando los métodos anteriormente. Los resultados que se muestran en la Figura 3.11. corresponden a los valores de fase calculados con los tres métodos y los valores de fase pseudoaleatorios.

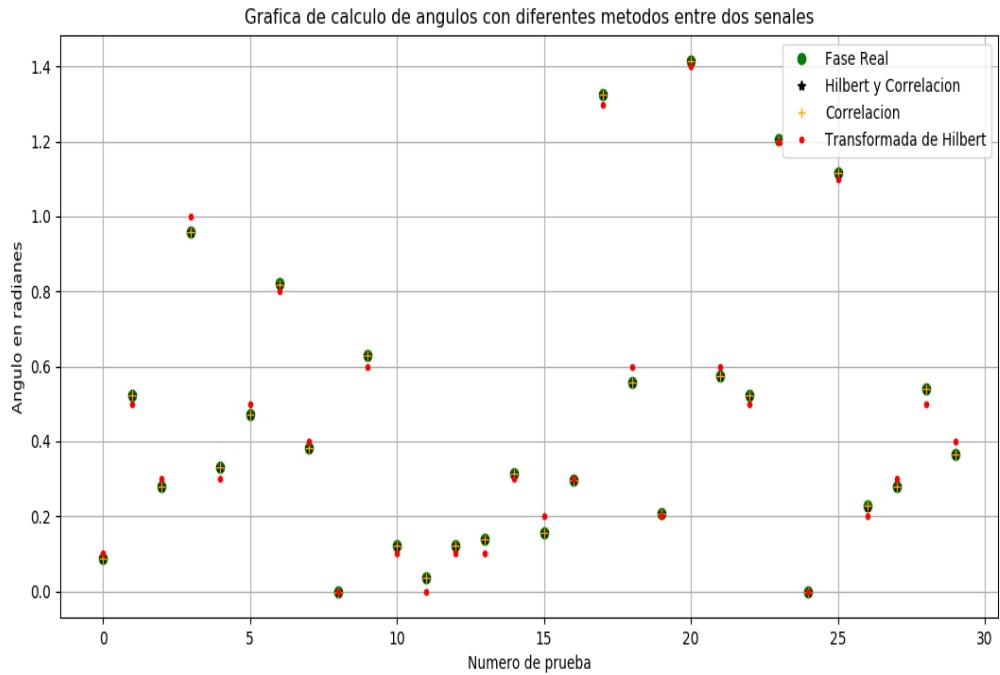


Figura 3.11: Ángulos obtenidos con el programa de simulación.

En la Figura 3.11 se puede observar que el Método de Hilbert es el que presenta mayor error respecto a los valores teóricos que se generan pseudo-aleatoriamente, mientras que los métodos de correlación y correlación-Hilbert presentan menor error.

A partir de la simulación de los métodos realizada se optó por implementar el método correlación-Hilbert en el sistema de digitalización. Cada vez que el programa se ejecuta se generan 30 valores de fase pseudoaleatorias y se calculan usando los métodos anteriormente. Los resultados que se muestran en la Figura 3.11, corresponden a los valores de fase calculados con los tres métodos y los valores de fase pseudoaleatorios.

# Capítulo 4

## Propuesta de diseño del IFA

Después de la revisión y análisis de diversos diseños de IFA que se encuentran en la literatura se retoman los conceptos principales de cada uno de ellos para el desarrollo del IFA que se presenta en este trabajo. El IFA se construyó en el Instituto de Radioastronomía y Astrofísica de la UNAM campus Morelia.

### 4.1. Diseño del IFA

El IFA que se presenta en la Figura 4.1 consta de dos etapas; una de radiofrecuencia analógica encargada de recibir la señal del satélite y otra de procesamiento de datos.

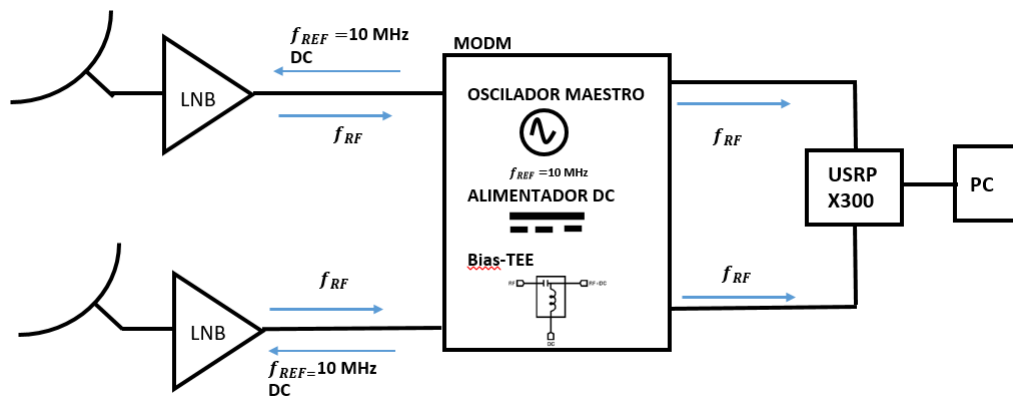


Figura 4.1: Diagrama de bloques del IFA propuesto y construido.

En el mapa de la Figura 4.2 se muestra la ubicación de las antenas que tienen una línea de base de aproximadamente 15 m.



Figura 4.2: Mapa de la posición y línea de base de las antenas receptoras. Extraído de Google Maps.

#### 4.1.1. Selección del satélite

Para el diseño del IFA se tiene que tomar en consideración la disponibilidad de satélites en banda Ku que sean visibles en el sitio de observación del IFA.

Existe un gran número de satélites que tienen huella en México; es posible obtener una lista de estos satélites a través del portal <http://mapasatelital.ift.org.mx/> del **Instituto Federal de Telecomunicaciones**. Debido a que no todos los satélites GEO que aparecen en la lista de la IFT tienen cobertura a lo largo de todo el territorio mexicano es necesario identificar aquellos que sean de utilidad para cumplir los objetivos del proyecto.

Para seleccionar que satélite es el óptimo para el proyecto se necesitan tomar en consideración los siguientes elementos: la zona de cobertura para su enlace de bajada en banda Ku, el apuntamiento de las antenas desde el sitio de observación y la calidad de la señal o CNR.

Es posible conocer la zonas de cobertura de los satélites GEO gracias a los mapas de huella satelital que proporcionan algunos operadores. Por medio de estos mapas es posible conocer los valores de PIRE en las diferentes zonas donde el satélite tiene huella.

Debido a que no todos los satélites son visibles desde cualquier posición en la Tierra, es necesario obtener los ángulos de azimuth y elevación de las antenas para saber cuales son visibles desde la ubicación del IFA.

Conocer la calidad de la señal del satélite en la ubicación del IFA es primordial debido a que con este factor podemos determinar que tan viable es el uso de ese satélite

para el proyecto.

Con los factores mencionados anteriormente se realizó la siguiente tabla de posibles candidatos.

Satélite	Posición orbital	PIRE	Azimuth	Elevación	CNR
Galaxy 25	93°W	44 dBw	157°	65.19°	88.04 dB-Hz
Galaxy 3C	95°W	41.1 dBw	162.04°	65.91°	85.15 dB-Hz
Galaxy 19	97°W	42.5 dBw	167.62°	66.49°	86.55 dB-Hz

Cuadro 4.1: Tabla de satélites de interés. Esta tabla se elaboró a partir de información proporcionada por los mapas de huella satelital, los cálculos de orientación de antena y CNR que se explicaron en el capítulo 3.

En base a los datos obtenidos en el cuadro 4.1 es posible determinar que los satélites propuestos tienen las características necesarias para la puesta en marcha del IFA, debido a que en primer lugar son satélites observables desde la localización del IFA; sus ángulos de elevación permiten una línea de vista del enlace satelital óptima. En segundo lugar la CNR indica que la calidad de señal de los satélites propuestos en la localización del IFA es buena para la puesta en marcha del proyecto.

Además de los cálculos técnicos para determinar la viabilidad de los satélites es indispensable realizar una prueba de campo para conocer el espectro de los satélites y encontrar la señal faro que se usa como señal de referencia en el IFA.

El procedimiento para obtener el espectro de la señal faro es; apuntar la antena offset a las coordenadas de elevación y azimuth del satélite de interés, enseguida se ajusta el ancho de banda del analizador de espectros al ancho de banda del LNB y al rango de potencias, posterior a esto se observa si en la pantalla es posible observar el espectro de la señal del satélite, en caso de que no se debe revisar nuevamente las coordenadas de la antena. En algunos casos la polarización de la señal faro es Vertical u Horizontal<sup>1</sup> por lo que una vez encontrada el espectro de la señal del satélite se debe rotar el LNB sobre el brazo de la antena. Una vez que se ha rotado el LNB hasta encontrar una posición vertical u horizontal respecto al plano se modifican los parámetros de frecuencia central y ancho de banda del analizador de espectros para realizar un barrido sobre los límites laterales del espectro, cuando la señal faro es observable en el analizador de espectros se guarda el espectro. En la Figura 4.3 se observa el diagrama de procesos descrito.

---

<sup>1</sup>Está información se puede verificar en diversas páginas de internet de satélites amateur debido a que no existe una base de datos única que proporcione información de los planes de frecuencia

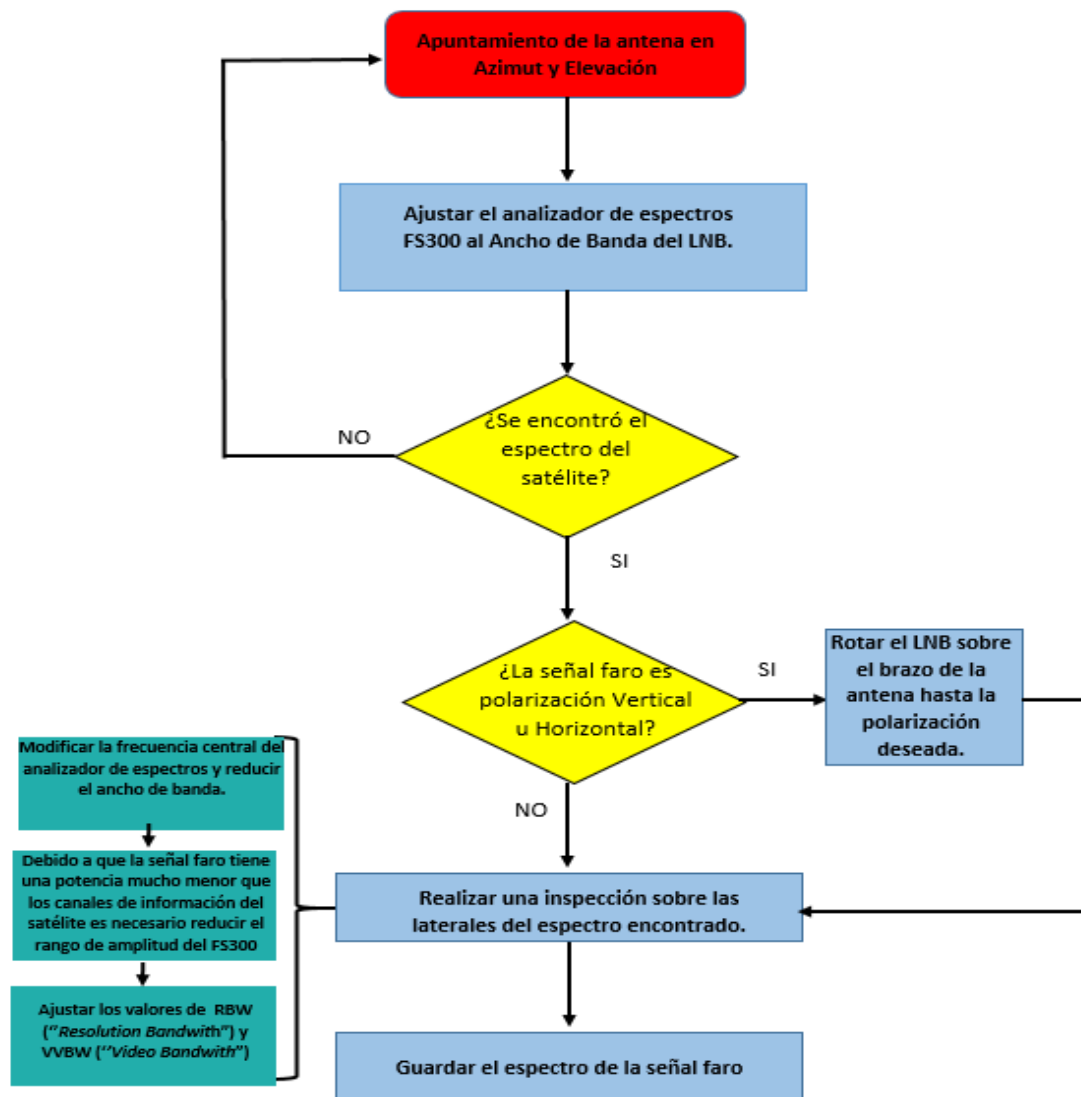


Figura 4.3: Diagrama de bloques del procedimiento realizado con el analizador de espectros FS300 para la búsqueda de señales faro

Uno de los principales problemas para el correcto apuntamiento de las antenas radica en su estructura debido a que no son totalmente iguales por lo que fue necesario llevar a cabo una serie de observaciones.

El procedimiento de la Figura 4.3 arrojó como resultado que el mejor candidato para llevar a cabo las pruebas del IFA es el satélite Galaxy 3C. En la Figura 4.4 se observa el espectro del enlace de bajada del satélite. Posee un ancho de banda de 500 MHz que corresponde a lo consultado en el material disponible en Internet.

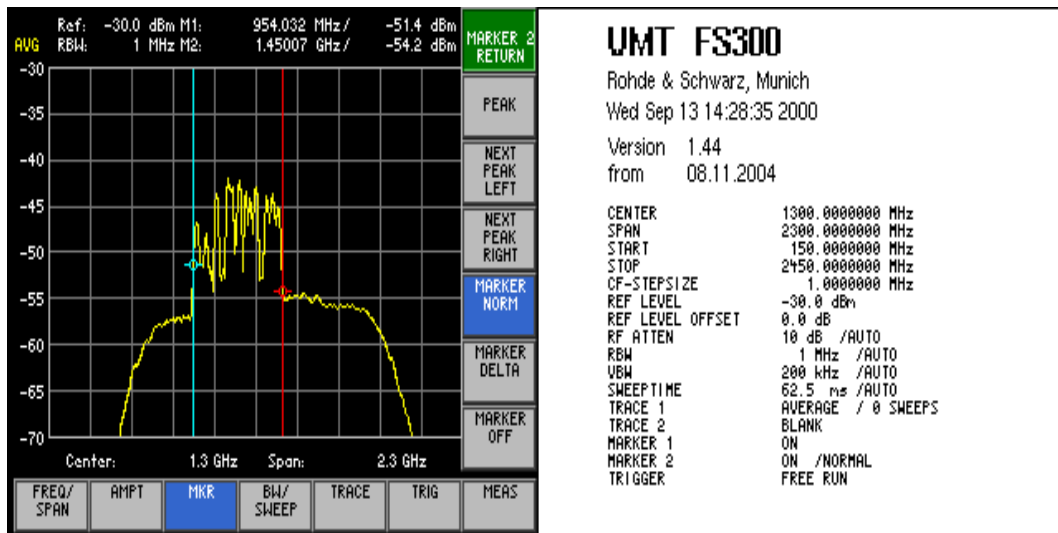


Figura 4.4: Espectro del enlace de bajada de polarización horizontal del satélite Galaxy 3C

El Galaxy 3C posee dos señales faro una en su límite inferior y la otra en su límite superior, sin embargo nos enfocamos en la señal faro inferior de  $\sim 11.7$  GHz debido a que según el material encontrado en Internet dicha señal posee una polarización vertical que evita la interferencia de otras señales faro de satélites vecinos.

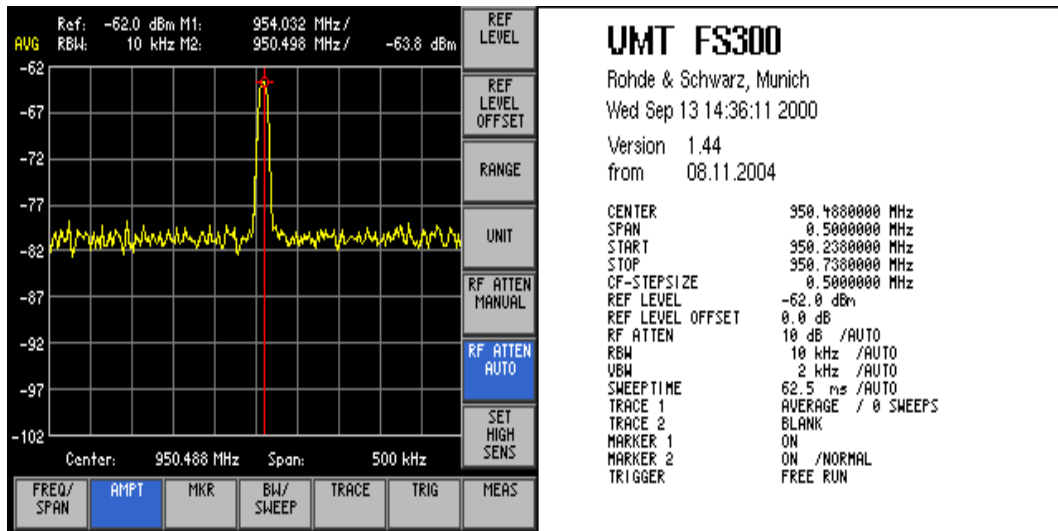


Figura 4.5: Espectro de la señal faro del satélite Galaxy 3C obtenida con el analizador de espectros FS300.

Una vez identificada la señal faro como la de la Figura 4.5 es necesario realizar una inspección para verificar que sea una señal de onda continua debido que para poder realizar el cálculo de fase con el método propuesto en la sección 3.3.3 es un requisito indispensable. Con el analizador de espectros no es posible verificar si la señal faro es

una onda continúa o una señal modulada, sin embargo ratificar esta aseveración puede ser complicado debido a que no se cuenta con más información disponible sobre la señal faro. La manera de verificar si la señal de faro es de onda continúa es dividir la señal faro con un “*splitter*” y calcular la fase entre los dos canales está es aproximadamente  $0^\circ$ . En caso de que la señal faro al realizar este experimento sea muy diferente de los  $0^\circ$  y presente brincos bruscos entre  $-90^\circ$  y  $90^\circ$  seguramente se trata de una señal modulada en fase.

#### **4.1.2. Etapa de Radiofrecuencia analógica**

La etapa de radiofrecuencia analógica es la primera en recibir la señal del satélite. Además, es la etapa que establece la amplitud de las señales que tendremos para procesamiento posterior. Por eso es de suma importancia poseer el equipo adecuado para lograr una buena primer etapa de recepción. Esta etapa se compone de dos elementos: la antena y el LNB.

##### **Antenas**

La detección de señales faro no requiere de antenas especiales; es posible usar las que se encuentran comercialmente disponibles con el requisito de que sean eficientes para banda Ku. En este proyecto usamos dos antenas tipo offset con un ángulo de  $22^\circ$  y un diámetro de 1.2 [m] de la marca Antenas Jalisco.

La ganancia de una antena parabólica viene por la expresión

$$G(\text{dB}) = 10 \log \epsilon \left( \frac{\pi D}{\lambda} \right)^2$$

donde  $\epsilon$  es la eficiencia (del orden de 0.6) y  $D$  y  $\lambda$  son el diámetro de la antena y la longitud de onda. Para nuestra antena de 1.2 metros de diámetro, la ganancia es aproximadamente 41.3 dB, valor adecuado para la intensidad de la señal faro para captar. Antenas Jalisco también ofrece una antena de 2 metros de diámetro, que tendrá una ganancia de 45.8 dB. Sin embargo, por el mayor costo, y la mayor dificultad de apuntarla (por su haz más pequeño) preferimos la antena de 1.2 metros.

##### **Receptor LNB**

La selección de los LNB para el proyecto del IFA se hizo tomando en consideración la necesidad de sincronización entre los LNB y las bajas potencias que tienen las señales faro.

Debido a la necesidad de sincronizar los LNB a una señal de referencia se optó por adquirir los llamados LNB de referencia externa porque estos tienen el mejor rendimiento en términos de estabilidad de fase — una cualidad importante para



nuestra medición de fase. Otra característica que hace atractivo estos dispositivos es su ruido de fase bajo<sup>2</sup>.

Con base a lo mencionado en el párrafo anterior se selecciono y adquirió el **LNB-5400x** de Orbital Research debido a que sus características cumplían con los requisitos.

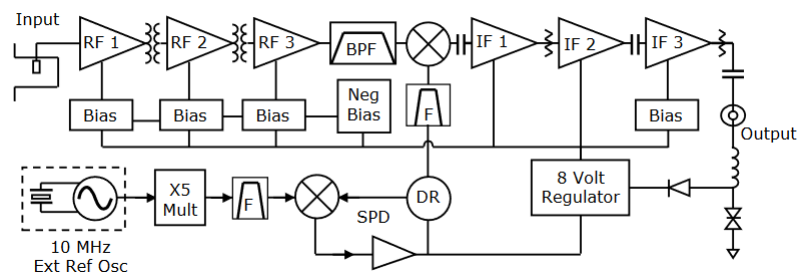


Figura 4.6: Diagrama de bloques del LNB 5400-x. Recuperado de <https://orbitalresearch.net/>

En el diagrama de bloques de la Figura 4.4 se describe la estructura del LNB-5400x que es similar a la de un receptor superheterodino. Este modelo tiene 60 dB de ganancia, 1.05 GHz ancho de banda y una figura de ruido de 0.8 dB.

La primer etapa del LNB amplifica y filtra la señal faro para posteriormente mezclarla con una señal de 10.75 GHz, generada por un VCO PLL. Así se entrega como resultado una señal  $f_{FI}$  que será amplificada antes de ser enviada a través de un cable coaxial.

### Oscilador maestro y sistema de alimentación de los LNB

Uno de los retos que presentan los LNB de referencia externa es que al tener un solo puerto de entrada y salida, multiples señales, en particular la señal faro, la señal de referencia y la alimentación DC, tienen que viajar por el mismo medio<sup>3</sup>. Para lograr esto se requiere construir un dispositivo que pueda combinar las señales de referencia y de alimentación DC que requiere el LNB y que al mismo tiempo recupere la señal faro.

Para responder a estas varias necesidades, se contempló el sistema mostrado en la Figura 4.5. Este sistema se compone de un Bias-tee encargado de combinar la señal de referencia con la alimentación DC y entregar la señal faro que después pasará a través de un combinador que se encuentra posterior al Bias-tee. El combinador tiene como función enviar la señal faro por un canal único. Debido a que el combinador recibe y envía indistintamente las señales por sus puertos es necesario poner un filtro paso bajas en el canal del Oscilador y uno paso altas en el canal de la señal faro. Los amplificadores

<sup>2</sup>El ruido de fase de estos dispositivos depende del generador que se use para la señal de referencia externa, así que nosotros podemos controlar esto por utilizar un oscilador de alta calidad.

<sup>3</sup>Cable coaxial Belden RG58.

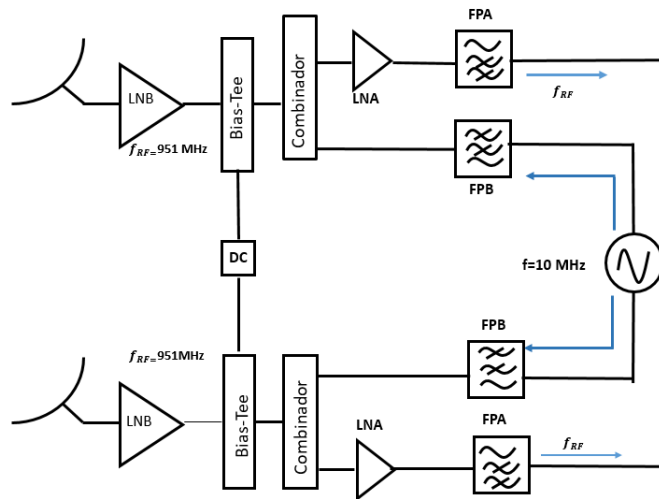


Figura 4.7: Propuesta de un sistema de distribución de señal de 10 MHz y alimentación DC.

colocados en los canales de la señal fardo buscan compensar las pérdidas provocadas por el combinador y Bias-Tee.

Aunque la solución propuesta en la Figura 4.5 resolvía el problema propuesto, montando un sistema con estos componentes requiere de más espacio, y un número mucho mayor de conectores. Para resolver el reto de una manera más "limpia", se optó por adquirir un **MODM** (*Master Oscillator Dual Mux-Tee*) de Orbital Research que integra todo el sistema descrito anteriormente en un solo bloque como el de la Figura 4.6.



Figura 4.8: MODM de Orbital Research. Recuperado de <https://orbitalresearch.net>

El MODM se compone de dos Mux-Tee<sup>4</sup>, uno para cada uno de los LNB, y tiene la

<sup>4</sup>Es el nombre que le dio el fabricante, es una abreviación para referirse a un multiplexor y Bias-Tee.

misma función que la del sistema mostrado en la Figura 4.5.

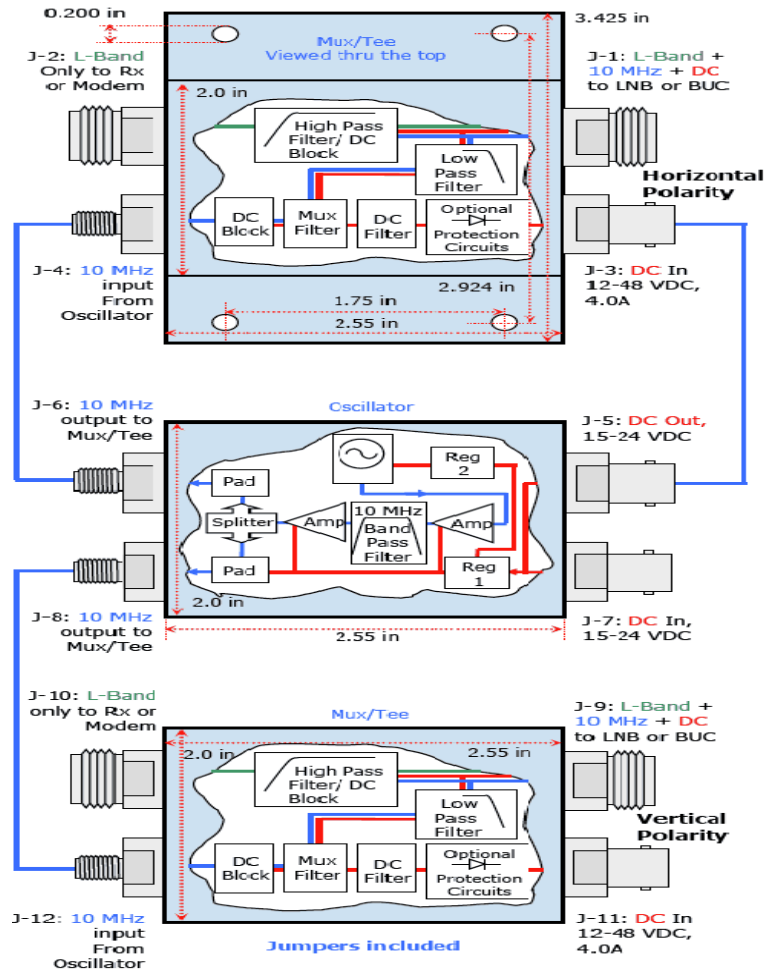


Figura 4.9: Diagrama en bloques del MODM. En la parte superior e inferior del esquema se encuentran los Mux-Tee, en la parte central se encuentra el Oscilador de 10 MHz.

### 4.1.3. Etapa de digitalización

El equipo usado para la digitalización y procesamiento de las señales fono es el USRP X300 con la tarjeta TwinRX de la marca Ettus Research. El USRP X300 es un dispositivo basado en radio definida por software que tiene la capacidad de funcionar como transceptor esto se debe a que posee dos canales de transmisión y dos canales de recepción. En este trabajo, solo utilizamos los canales de recepción.

Como se explicó en el capítulo 3, los dispositivos basados en SDR se componen de tres etapas: conversión de frecuencia, digitalización de la señal, y procesamiento. Sin embargo, cada fabricante tiene arquitecturas diferentes para cada modelo. En el caso del USRP X300, el ADC y el procesador se encuentran integrados en la tarjeta madre mientras que la etapa de conversión de frecuencia analógica se encuentra en otra tarjeta llamada tarjeta hija (TwinRx).



Figura 4.10: Tarjeta madre del USRP X300. Tomado de <https://www.ettus.com/all-products/x310-kit/>

El USRP X300 posee un procesador Kintex-7 y tres interfaces de comunicación de alta velocidad (PCIe, 10 GigE, 1 GigE). Además posee la opción de instalar un GPSDO (*GPS Disciplined Oscillator*) que mejora el rendimiento del USRP en aplicaciones donde se requiere una mayor sincronización de los canales receptores.

La tarjeta hija seleccionada para este proyecto es la TwinRX. Este modelo fue elegido debido a su rango de frecuencias, ancho de banda y sincronía entre canales. La tarjeta es un receptor superheterodino con dos canales de recepción que puede ajustar para operar en un rango entre 10 MHz hasta 6 GHz rango que cubre la frecuencia intermedia de los LNBs. Cada canal posee una etapa de RF independiente con una serie de amplificadores, y dos mezcladores que lo convierten en un receptor superheterodino de doble conversión. Cada canal puede pasar un ancho de banda de 80 MHz.



Figura 4.11: Tarjeta TwinRX. Tomado de <https://kb.ettus.com/TwinRX>

Otra de las características importantes de esta tarjeta sobre otras opciones de la marca es que son diseñadas para aplicaciones que requieren alta sincronización entre los canales de recepción debido a su ruido de fase bajo y que se pueden acoplar a un oscilador externo ya sea el cristal que posee la placa del USRP X300 o un GPSDO además es posible realizar la sincronización entre tarjetas TwinRX con una fase entre canales muy baja.

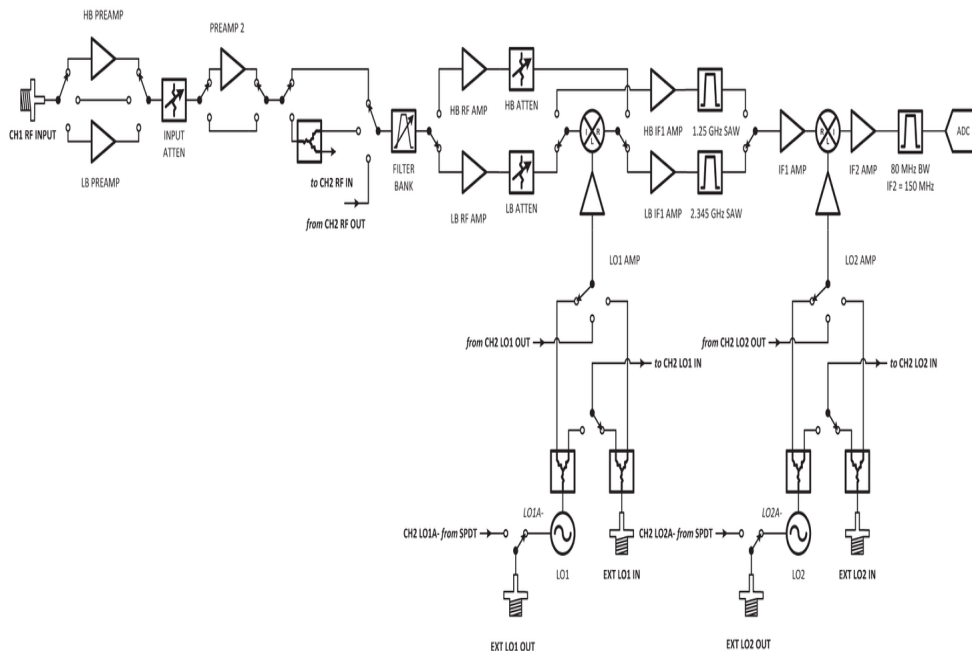


Figura 4.12: Diagrama de bloques del funcionamiento de la tarjeta TwinRX. Tomado de <https://kb.ettus.com/TwinRX>

El USRP X300 posee dos ADC de la marca Texas Instrument modelo ADS62P48 por cada slot de recepción. Para medir el desempeño de un ADC los fabricantes suelen usar seis especificaciones; ENOB (*Effective Number of Bits*), SFDR (*Spurious Free Dinamic Range*), SNR (*Signal to Noise Ratio*), SINAD (*signal-to-noise-and-distortion ratio*), THD (*total harmonic distortion*) y THD + N (*total harmonic distortion plus noise*), para este proyecto la especificación de mayor importancia es la SNR.

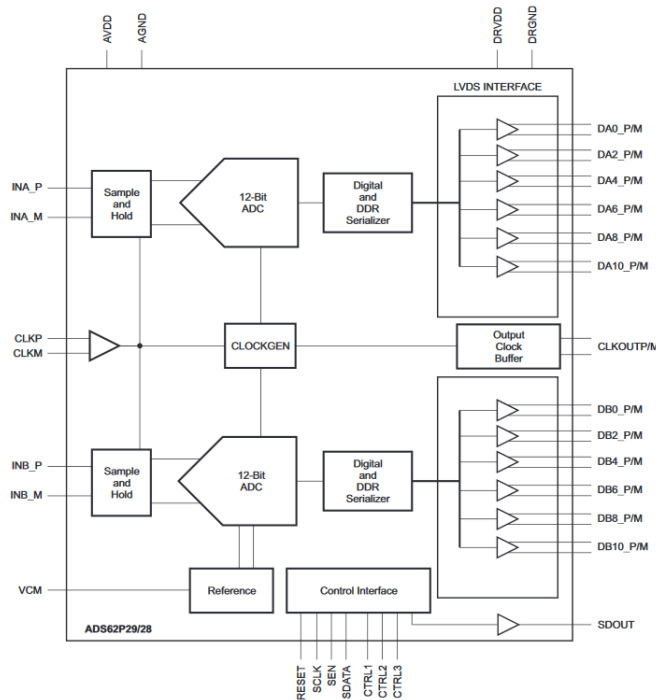


Figura 4.13: Diagrama de bloques ADS64P48. Tomado de <https://kb.ettus.com/TwinRX>

El oscilador de un dispositivo SDR es uno de los elementos con mayor importancia para el desempeño del SDR en aplicaciones que requieren sincronización entre canales; esto se debe a que el oscilador sirve como reloj maestro para el FPGA encargado del DDC y del NCO, así como de encargarse de sincronizar y enlazar las tarjetas TwinRX a una sola señal de referencia para evitar brincos en fase no deseados. También se utiliza como señal de reloj en el sistema de digitalización. Por lo que es necesario elegir un oscilador que posea un ruido de fase bajo que permita obtener el máximo desempeño del equipo. El USRP X300 tiene la opción de usar el oscilador cristal de la placa madre o uno externo como el GPSDO.



Figura 4.14: GPSDO de montaje compatible con USRP X300 y X310. Tomado de: <https://www.ettus.com/all-products/gpsdo-mini/>

## GNURadio

GNURadio es una plataforma de software para el procesamiento de señales y desarrollo de radio por software. Es compatible con una gran cantidad de dispositivos basados en SDR o puede ser usado como un ambiente de simulación. También posee una gran variedad de librerías para el procesamiento de señales escritas en C++. Con estas librerías se pueden realizar diferentes tareas como diezmar, filtrar, demodular, la transformada de Fourier (FFT) y otras más. En GNURadio es posible crear un sistema completo de procesamiento digital de señales haciendo uso de su entorno gráfico (gnuradio-companion) o mediante Python.

Otra característica de GNURadio es la gran variedad de drivers y firmware que posee para diferentes dispositivos<sup>5</sup>, entre ellos el UHD (*USRP hardware driver*) que es necesario para la comunicación y programación del USRP X300.

A diferencia de los sistemas de procesamiento digital tradicionales que realizan su procesamiento de los datos muestra por muestra, GNURadio procesa los datos por conjuntos de muestras (*frames*), con el fin de procesar tantas muestras como sea posible en el menor tiempo. Este tipo de procesamiento de datos es comúnmente usado en sistemas de tiempo real que requieren máxima eficiencia y altas velocidades de procesamiento.

La Figura 4.15 da una visualización del procesamiento de datos por muestra. En este ejemplo, las muestras de seis canales están juntadas en un solo bloque. A cada tiempo de muestreo, se forma un nuevo bloque con las muestras de los seis canales. Cuando cada bloque está procesado, se trata a los datos de los seis canales a un solo instante, o bien, un solo tiempo de muestreo.

A diferencia del procesamiento por muestra, el procesamiento por frame crea bloques de muestras por canal. La Figura 4.16 muestra un ejemplo para dos canales en

---

<sup>5</sup>Se puede consultar una lista de dispositivos compatibles en <https://wiki.gnuradio.org/index.php/Hardware>

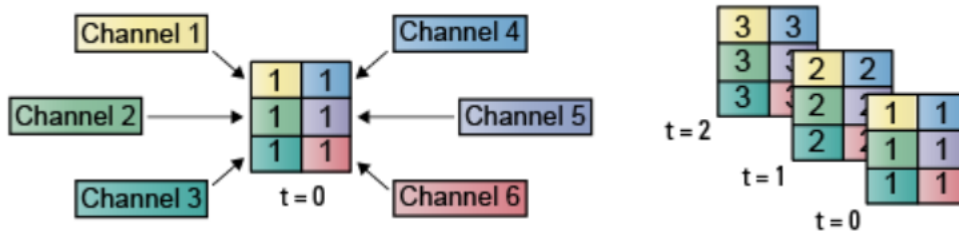


Figura 4.15: Procesamiento de datos por muestra. Recuperado de <https://www.mathworks.com/help/dsp/ug/sample-and-frame-based-concepts.html>

el cual se toman tres muestras de una señal por cada canal. Estos seis valores se juntan para crear un frame, que se enviará a la computadora de procesamiento.

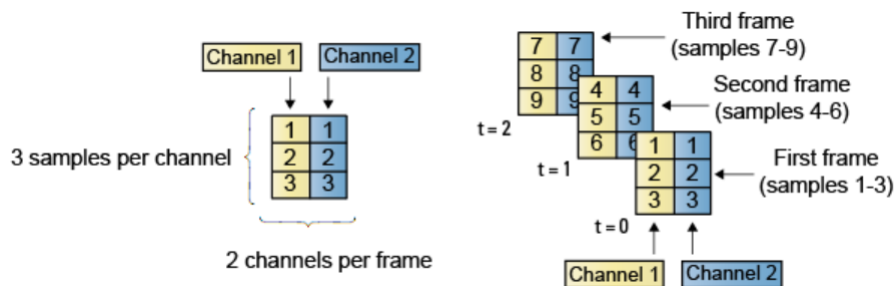


Figura 4.16: Procesamiento de datos por frame. Recuperado de: <https://www.mathworks.com/help/dsp/ug/sample-and-frame-based-concepts.html>

La eficiencia del método basado en frame se debe a que mientras el método basado en muestra envía una muestra a la vez el método basado en frame envía un conjunto de muestras a la vez, esto genera una pausa en el envío de datos llamada ISR (*Interrupt Service Routine*). En el caso del método basado en frame estas pausas son menos que en el método por muestra lo que genera una mayor eficiencia en el procesamiento de datos, esto se puede ver gráficamente en la Figura 4.17.



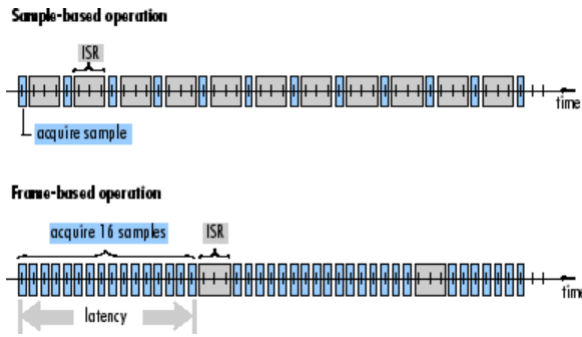


Figura 4.17: Envío de datos método de frame contra método por muestra. Recuperado de: <https://www.mathworks.com/help/dsp/ug/sample-and-frame-based-concepts.html>

## 4.2. Cálculo de incertidumbre del IFA

Conocer el grado de error o incertidumbre de un dispositivo electrónico o equipo de instrumentación permite al usuario conocer sus limitantes y mejorar el procesamiento de datos que pueda hacerse *a posteriori* así como también realizar posibles mejoras que ayuden al rendimiento de este.

La incertidumbre para el cálculo de fase entre señales de un sistema de cruzamiento en cero (como el de un osciloscopio) depende de la SNR de la señales que se esté midiendo; si la SNR es muy baja la incertidumbre es muy alta Morris (2014). La SNR de la señal faro que se usará en el proyecto del IFA se obtiene del espectro de la señal como el de la Figura 4.3. La SNR de la señal faro del satélite Galaxy 3C es  $\sim 18$  dB; es decir que un factor de 63 separa la máxima amplitud de la señal faro del ruido de piso. Por lo tanto la incertidumbre del cruzamiento en cero de una señal con una SNR de  $\sim 18$  dB:

$$e_0 = 1/63 \times 100\% \sim 1,5\% \quad (4.1)$$

Y la incertidumbre para los dos canales que componen el IFA es:

$$e_{total} = \sqrt{e_1^2 + e_2^2} \times 360^\circ = \sqrt{2 \times (0,015)^2} \times 360^\circ = 7,6^\circ. \quad (4.2)$$

Esta incertidumbre es muy alta para un IFA, sin embargo el sistema de procesamiento de señales no se basa en el cruzamiento en cero, por lo que es posible disminuir esta incertidumbre. En Morris (2014) la incertidumbre se ve reducida por el número de ciclos de señal que se digitalicen. Es decir, si la frecuencia de la señal es 10 MHz, se digitalizarán 10 millones de ciclos de la señal por segundo y la incertidumbre se reduce un factor de  $\sqrt{1 \times 10^{10}} = 10^5$ . Por lo tanto, el valor de incertidumbre debido a la SNR de la señal faro es poco relevante.

En el caso del IFA por SDR, la frecuencia de la señal es 951 MHz, por lo que son digitalizados 951 millones de ciclos de la señal, es decir que el factor de incertidumbre

se reduce  $\sqrt{951000000}=30838$ , lo que hace que la incertidumbre por la SNR de la señal faro no produzca algún efecto significativo en el IFA.

### Estabilidad del Oscilador

Una vez que hemos descartado la incertidumbre por la SNR de la señal faro, es necesario calcular la incertidumbre causada por el Ruido de Fase. En el IFA los LNB posee un generador PLL que se ajusta a la señal de 10 MHz del MODM por lo tanto el *jitter* que posee el MODM afecta de manera directa el desempeño de los LNB.

Hz	dBc/Hz
100	-130
1000	-147
10000	-148
100000	-148

Cuadro 4.2: Ruido de fase del MODM. Recuperado de <https://orbitalresearch.net/product/modm-master-oscillator-dual-muxtees/>

A partir del ruido de fase del MODM es posible calcular el *jitter* con lo visto en el Capítulo 3. Para calcular el ruido de fase primero se grafican los valores característicos y posteriormente se calculan las áreas bajo la curva como se muestra en el capítulo 3.

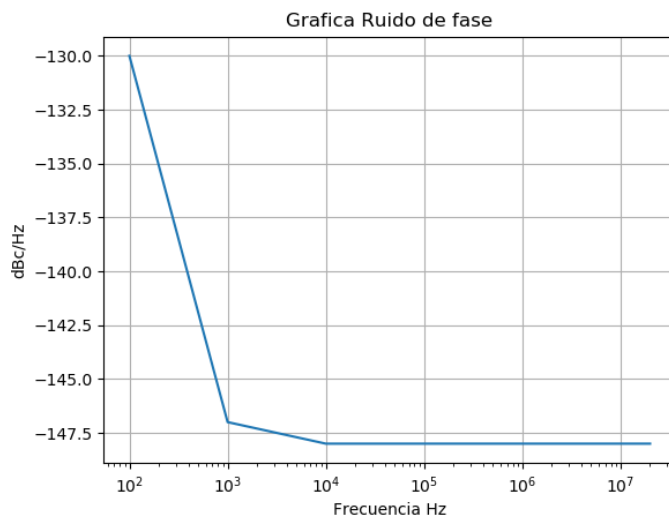


Figura 4.18: Gráfica del ruido de fase del MODM obtenida a partir de los datos del Cuadro 4.2

Es posible segmentar el área bajo la curva total de la figura 4.15 en cuatro áreas más pequeñas para simplificar el cálculo de *jitter*.

$$A_1 = \frac{-130 + -147}{2} + 10\log(1\text{KHz} - 100\text{Hz}) = -108,95\text{dBc}$$

$$A_2 = \frac{-147 + -148}{2} + 10\log(10\text{KHz} - 1\text{KHz}) = -107,96\text{dBc}$$

$$A_3 = -148 + 10\log(100\text{KHz} - 10\text{KHz}) = -98\text{dBc}$$

$$A_4 = -148 + 10\log(20\text{MHz} - 100\text{KHz}) = -75,01\text{dBc}$$

Una vez obtenida el área bajo la curva de los tres segmentos que componen el área total es posible calcular el *jitter* como

$$RMS_{jitter} = \frac{\sqrt{2 \times 10^{A/10}}}{2\pi f_0} \quad (4.3)$$

Donde A es el área de cada una de las secciones de la curva y  $f_0$  es la frecuencia del oscilador

Sustituyendo los valores de las áreas que componen a la curva de la Figura 4.15 en la ecuación 4.3 se obtiene el *jitter* por sección.

$$RMS_{A1jitter} = 79,8\text{fs}$$

$$RMS_{A2jitter} = 89,6\text{fs}$$

$$RMS_{A3jitter} = 283\text{fs}$$

$$RMS_{A4jitter} = 4\text{ps}$$

Con los valores de *jitter* por cada sección de la curva se calcula el *jitter* RMS total del oscilador

$$RMS_{jitter} = \sqrt{RMS_{A1jitter}^2 + RMS_{A2jitter}^2 + RMS_{A3jitter}^2 + RMS_{A4jitter}^2} = 4\text{ps} \quad (4.4)$$

El *jitter* del dispositivo es 400 fs. Por lo tanto la incertidumbre del cruzamiento en cero para el MODM se calcula como la relación entre el *jitter* y el período del MODM [Morris \(2014\)](#).

$$e_{MODM} = \frac{MODM_{jitter}}{MODM_{perodo}} = \frac{295\text{fs}}{100\text{ns}} \times 360 = 0,0144^\circ. \quad (4.5)$$

El LNB experimenta la misma incertidumbre que el MODM debido al *jitter*, a diferente escala debido a la relación entre las frecuencias de trabajo

$$e_{LNB} = \frac{f_{OL}}{f_{MODM}} \times e_{MODM} = \frac{10750}{10} \times 0,0014^\circ = 15,48^\circ. \quad (4.6)$$

## Incertidumbre del sistema de digitalización

Medir el grado de fiabilidad de un dispositivo digitalizador multi-etapa como el SDR es una tarea compleja, debido a que no solo se compone de un ADC sino de una gran cantidad de etapas que trabajan de manera sincronizada para el procesamiento de señales.

Para medir el desempeño del USRP X300 se dividirá el análisis en las etapas que lo componen; la etapa de heterodinación, la etapa de digitalización y por último el efecto que tiene el GPSDO en un sistema de digitalización.

Las tarjetas TwinRX poseen un ruido de fase para diferentes frecuencias de trabajo, para el rango de frecuencia en el que se encuentra la señal faro el ruido de fase es:

kHz	dBc/Hz
10	-88
100	-105
1000	-124

Cuadro 4.3: Ruido de fase de la tarjeta TwinRx. Recuperado de: <https://kb.ettus.com/TwinRX>

El cálculo de incertidumbre producido por la tarjeta TwinRX se puede calcular en base al *jitter* que se produce por el ruido de fase.

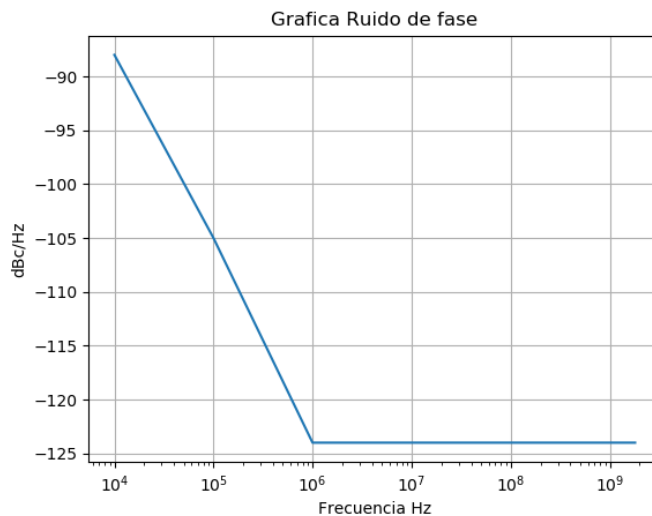


Figura 4.19: Gráfica del ruido de fase de la tarjeta TwinRX a 0.9 GHz

Realizando el procedimiento hecho anteriormente para la incertidumbre del oscilador, se obtienen las áreas de la curva de ruido de fase como:

$$\begin{aligned}
A_1 &= \frac{-105+-88}{2} + 10\log(100KHz - 10kHz) = -46,95dBc \\
A_2 &= \frac{-124+-105}{2} + 10\log(1MHz - 100KHz) = -54,95dBc \\
A_3 &= -124 + 10\log(1,8GHz - 1MHz) = -31dBc
\end{aligned}$$

Una vez obtenidas las áreas bajo la curva del el ruido de fase es posible calcular el *jitter* de la fase producida por la tarjeta TwinRx en radianes con la siguiente ecuación:

$$RMS_{jitter\text{radianes}} = \sqrt{2 \times 10^{A/10}} \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned}
RMS_{A1\text{jitter}} &= 6,35 \times 10^{-3}\text{radianes} \\
RMS_{A2\text{jitter}} &= 2,52 \times 10^{-3}\text{radianes} \\
RMS_{A3\text{jitter}} &= 0,03985\text{radianes}
\end{aligned}$$

A partir de los valores obtenidos se calcula el valor RMS de fase producido por la tarjeta TwinRX

$$RMS_{jitter} = \sqrt{RMS_{A1\text{jitter}}^2 + RMS_{A2\text{jitter}}^2 + RMS_{A3\text{jitter}}^2} = 2,31^\circ$$

Por lo tanto la incertidumbre que la tarjeta TwinRx genera en el SDR es de 2.31°

Una vez calculada la influencia de la tarjeta TwinRX en el dispositivo SDR, se procede a calcular la SNR de la etapa de digitalización que es la relación RMS de la SNR del ADC y el ruido de fase del GPSDO. En las hojas de datos del fabricante el ADC tiene una SNR de **73.4 dB** mientras que para calcular la SNR del GPSDO se debe calcular el ruido de fase del GPSDO.

Como se menciona en [Kester \(2008\)](#) la manera de calcular el efecto producido por el *jitter* del reloj en un convertidor es calculando la SNR del dispositivo, esto se logra relacionando la frecuencia de la señal analógica que se desea muestrear con el *jitter* del reloj que se use en el sistema.

$$SNR = 20 \log_{10} \left[ \frac{1}{2\pi f_a t_j} \right] \quad (4.8)$$

La señal de referencia proviene del GPSDO instalado en la tarjeta madre del USRP X300 y su ruido de fase es el que se muestra en el Cuadro 4.3.

El calculo para obtener el *jitter* del ruido de fase del GPSDO es el mismo usado para el MODM. Primero se gráfica el ruido de fase obteniendo la curva de la Figura 4.17.

Es posible segmentar la gráfica anterior en cuatro secciones para el cálculo de área.

$$\begin{aligned}
A_1 &= \frac{-110+-75}{2} + 10\log(10Hz - 1Hz) = -82,95dBc \\
A_2 &= \frac{-132+-110}{2} + 10\log(100Hz - 10Hz) = -101,45dBc
\end{aligned}$$

Hz	dBc/Hz
1	-75
10	-110
100	-132
1000	-142
10000	-145

Cuadro 4.4: Ruido de fase del GPSDO a 10 MHz. Recuperado de: <https://www.ettus.com/all-products/gpsdo-mini/>

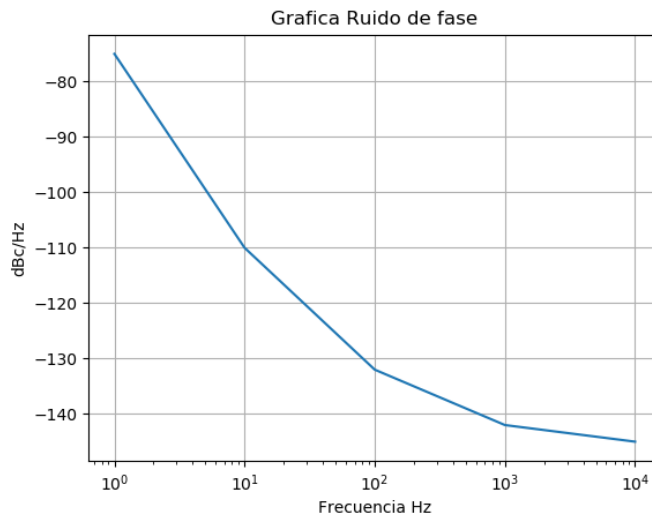


Figura 4.20: Gráfica del ruido de fase del GPSDO obtenida a partir de los datos del Cuadro 4.3

$$A_3 = \frac{-142 + -132}{2} + 10 \log(1000 \text{ Hz} - 100 \text{ Hz}) = -107,54 \text{ dBc}$$

$$A_4 = \frac{-145 + -142}{2} + 10 \log(10 \text{ KHz} - 1 \text{ KHz}) = -103,95 \text{ dBc}$$

$$A_5 = -145 + 10 \log(20 \text{ MHz} - 10 \text{ KHz}) = -71,99 \text{ dBc}$$

Sustituyendo las áreas en la ecuación 4.3 se obtiene el *jitter* por sección.

$$RMS_{A1jitter} = 1,602 \text{ ps}$$

$$RMS_{A2jitter} = 190 \text{ fs}$$

$$RMS_{A3jitter} = 96,04 \text{ fs}$$

$$RMS_{A4jitter} = 143,65 \text{ fs}$$

$$RMS_{A5jitter} = 5,65 \text{ ps}$$

Con los valores de *jitter* por cada sección de la curva se calcula el *jitter* RMS total del oscilador

$$RMS_{jitter} = \sqrt{RMS_{A1jitter}^2 + \dots + RMS_{A5jitter}^2} = 5,87ps \quad (4.9)$$

$$SNR_{USRPX300} = 20 \log_{10} \left[ \frac{1}{2\pi \times 951MHz \times 5,87ps} \right] = 28,51dB \quad (4.10)$$

Por lo que la  $SNR_{RMS}$  que relaciona las SNR del ADC y el GPSDO se puede obtener mediante:

$$SNR_{RMS} = \sqrt{73,4^2 + 28,51^2} = 78,74$$

La  $SNR_{RMS}$  indica la calidad de la señal digitalizada por el ADC y el impacto que produce el GPSDO en este. Si el USRP X300 fuera un osciloscopio la incertidumbre de la señal digitalizada sería:

$$e_{ADC} = \frac{1}{74,817 \times 10^6} \times 100\% = 1,33 \times 10^{-6}\%$$

En grados la incertidumbre se calcula como:

$$e_{ADC} = \sqrt{2 \times (1,33 \times 10^{-8})^2} \times 360^\circ = 6,77^\circ \times 10^{-6}$$

La incertidumbre total RMS que produce el SDR es

$$e_{SDR} = \sqrt{(2,31^\circ)^2 + (6,77^\circ \times 10^{-6})^2} = 2,31^\circ \quad (4.11)$$

La incertidumbre del SDR se puede reducir en un factor de  $\sqrt{1/f_{seal}}$  es decir que entre un mayor número de ciclos de la señal sean digitalizados es posible minimizar la incertidumbre del SDR.

En base al análisis presentado en esta sección, determinamos que el la mayor incertidumbre que se produce en el IFA es causa del MODM y el LNB. A partir de la ecuación 4.6 el error máximo es de  $15^\circ$ , este error puede reducirse sustituyendo el MODM por un oscilador de mayor precisión.





# Capítulo 5

## Resultados y análisis

El IFA toma las señales de las antenas, las digitaliza y obtiene los grados de diferencia de fase entre ellas, calculados por el método de correlación-Hilbert que se explicó en el capítulo 3. Estos grados de fase son calculados cada segundo y guardados en archivos de formato CSV para posterior análisis. Aquí, discutimos este proceso.

### 5.1. Cálculo de ángulos y calibración de datos

#### 5.1.1. Cálculo de ángulos

Las señales son digitalizadas por el USRP y GNUradio, mientras que los ángulos son calculados por un bloque de código embebido escrito en Python 2.7 y utilizando las librerías SciPy y Numpy.

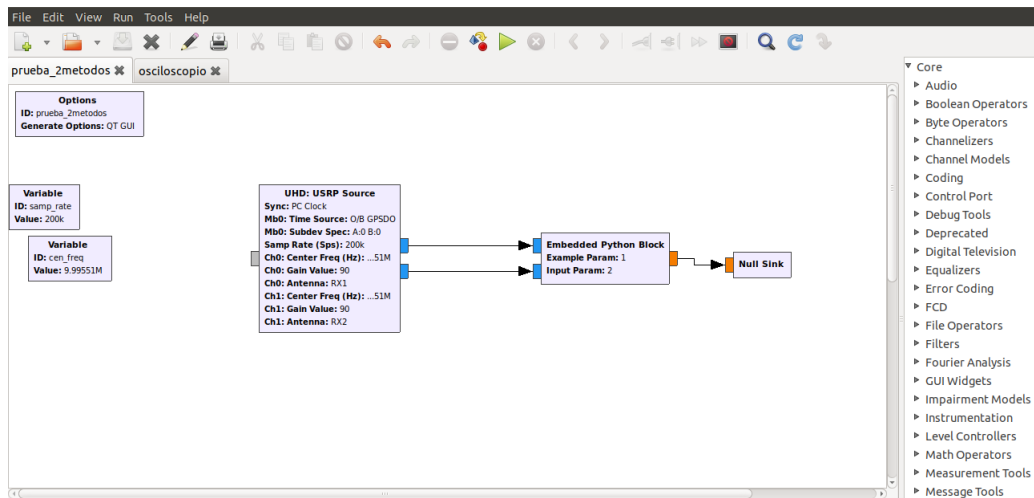


Figura 5.1: Diagrama de bloques del sistema de procesamiento digital en GNURadio.

El diagrama mostrado en la Figura 5.1 consta de dos bloques: el bloque UHD

USRP es el driver del USRP X300. En ello se especifica la frecuencia, el número de muestras, la ganancia<sup>1</sup>, los canales de recepción y el reloj de sincronización del dispositivo. Este último, en nuestro caso, es el GPSDO.

El segundo bloque es el que realiza el cálculo del ángulo de fase de las señales digitalizadas de las antenas<sup>2</sup>. Este bloque es un script escrito en Python y embebido en el proceso (o "graf") de GNURadio. Cómo se puede ver en el diagrama de flujo de la Figura 5.2, el procesamiento es sencillo: se toman los datos de las señales digitalizadas, se realiza la transformada de Hilbert y la correlación entre señales que entrega un coeficiente de correlación  $R_{xy} = a + bi$  complejo. El ángulo de fase entre las señales se obtiene con la función "atan2" de Numpy, evaluado sobre  $R_{xy}$ . Cada hora se genera un archivo en formato CSV con los ángulos de fase obtenidos.

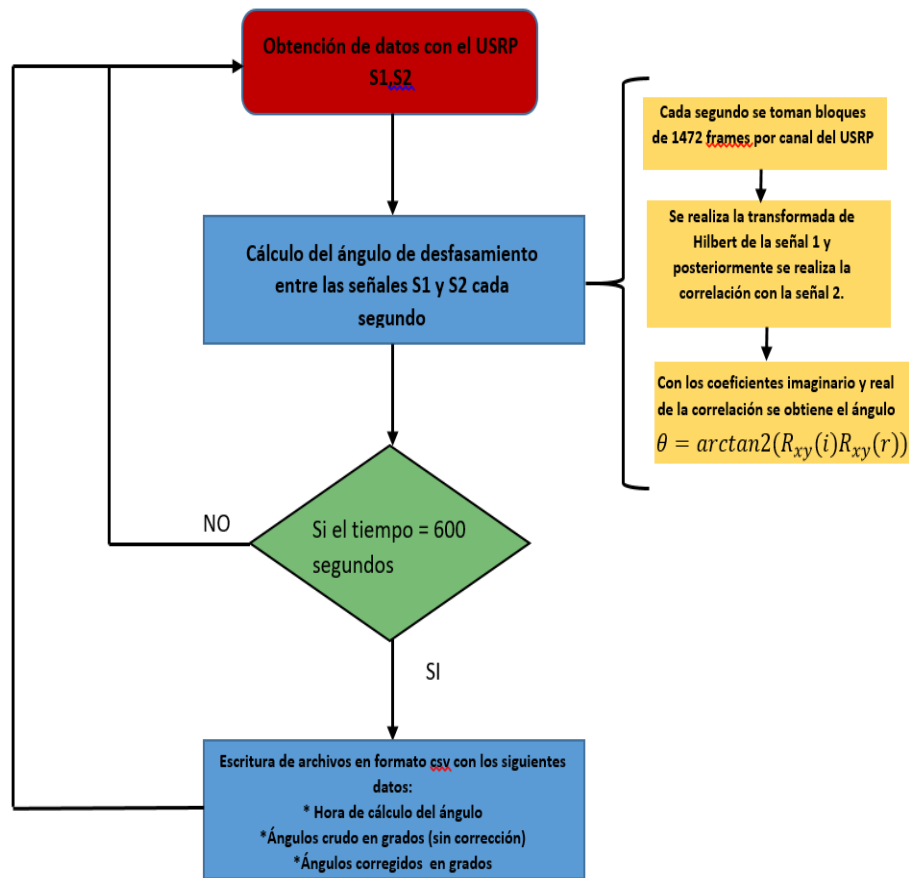


Figura 5.2: Diagrama de flujo del sistema de cálculo de fase.

<sup>1</sup>La tarjeta TwinRx tiene una etapa de amplificación lo que permite ajustar la ganancia de los canales de entrada hasta 93 dB en pasos de 1 dB.

<sup>2</sup>El código se encuentra en el Apéndice A.2

### 5.1.2. Calibración de datos

El proceso de calibración de datos para el IFA consiste en dos etapas: la primera es “desengrapar” los ángulos de fase calculados por el sistema para deshacer las ambigüedades generadas por los cambios bruscos de fase y la segunda etapa consiste en dividir los ángulos generados en bloques pequeños de datos y realizar un ajuste polinomial de segundo grado, para quitar la deriva en fase debido al movimiento del satélite. Esta calibración se retoma del artículo publicado por [Roberto J. Acosta and Morse \(2010\)](#) que muestra el procedimiento estándar de calibración de datos para otros interferómetros de fase como el de [Morris \(2014\)](#).

En el ejemplo de [Roberto J. Acosta and Morse \(2010\)](#) se crea artificialmente una serie de ángulos de fase crudos que corresponden a datos tomados por un IFA de dos elementos en un período de 24 horas. Estos datos se generan mediante las siguientes ecuaciones;

$$\phi_{sat}(n) = 20\sqrt{2}[1 - \cos(\frac{2\pi}{86400}n + 2,2689)] \quad (5.1)$$

$$\phi_{atm}(n) = 5\sqrt{2}\frac{\pi}{180}[\text{sen}(\frac{2\pi}{10}n) + \text{sen}(\frac{2\pi}{100}n) + \text{sen}(\frac{2\pi}{300}n)] \quad (5.2)$$

$$\phi_{ruido}(n) = \text{Gaussian}[86400, \mu, \sigma_{rms}] \rightarrow \mu = 0, \sigma_{rms} = 2\frac{\pi}{180} \quad (5.3)$$

$$\phi_{fasecruda}(n) = \phi_{sat}(n) + \phi_{atm}(n) + \phi_{ruido}(n) \quad (5.4)$$

De la ecuaciones anteriores la primera describe el ángulo que es producido por el movimiento del satélite observado en un IFA de dos elementos para una línea base de observación de 256 m. La ecuación 5.2 corresponde a la fase producida por la atmósfera y la última es la fase de ruido Gaussiano que corresponde al ruido inherente del sistema. La suma de las fases es lo que se esperaría observar en un IFA de dos elementos con una distancia de 256 m.

En un IFA como el que se describe en la simulación de [Roberto J. Acosta and Morse \(2010\)](#) se espera obtener una gráfica como la que se muestra en la Figura 5.3 que corresponde a los datos crudos de la fase de un IFA de 256 m. En la Figura 5.3 es posible observar que las líneas de la gráfica no son continuas sino que presentan cambios bruscos, cuando una de las líneas alcanza los límites  $\pi$  o  $-\pi$  existe un salto al otro límite.

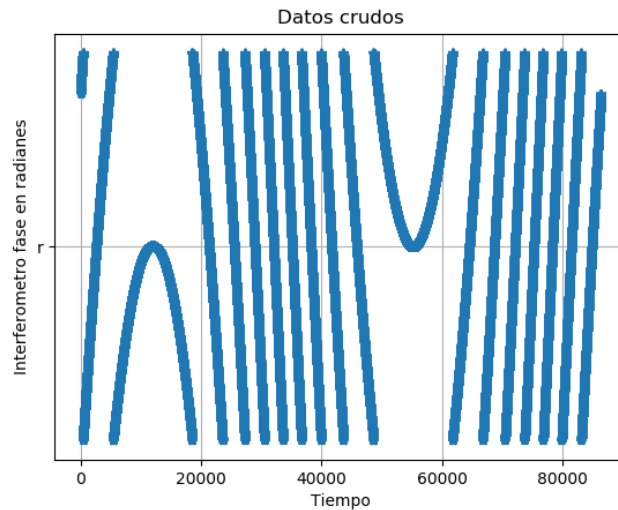


Figura 5.3: Datos sin procesar simulados con la ecuación 5.4.

Para eliminar el problema de discontinuidades se recurre a una técnica conocida como *unwrapped* o desengrape de datos, que consiste en sumar múltiplos de  $\pm 2\pi$  en los puntos de saltos, esto permite que la curva sea continua y elimina el problema de los saltos antes de realizar el ajuste polinomial. En la figura 5.3 se puede notar que la diferencia de fase entre las señales siempre esta en el rango de  $-\pi$  a  $+\pi$ . Por su naturaleza, el ángulo de diferencia entre las señales reportado por el algoritmo tiene que estar en este rango. Sin embargo, el desfaseamiento *total* entre las dos señales no tiene limite. Como ejemplo, si el desfaseamiento sobrepasa  $\pi$  para llegar a  $\pi + 0.2$  radianes (o bien,  $2\pi + 0.2$ ,  $3\pi + 0.2$ , etc.) el algoritmo reportará un ángulo de 0.2 radianes. Para recuperar el desfaseamiento total, es necesario la segunda etapa, la de desengrape.

Una vez eliminadas las discontinuidades de los datos, es posible realizar un ajuste polinomial de segundo grado para calcular la fase de la atmósfera. El ajuste polinomial se hace en bloques de menor tamaño que depende de la velocidad del viento y la línea de base del IFA, el tamaño del bloque se llama tiempo de cruzamiento. Sin embargo suele usarse como regla la siguiente ecuación:

$$t_c = 40 \frac{b}{v} \quad (5.5)$$

Para los datos generados por [Roberto J. Acosta and Morse \(2010\)](#) se usan bloques de 600 segundos para realizar el ajuste polinomial.

La figura 5.5 corresponde a 4 bloques de datos ajustados mediante un polinomio de segundo grado.

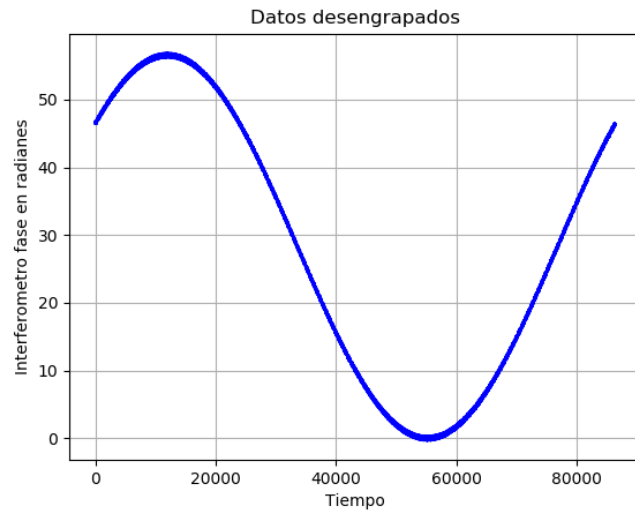


Figura 5.4: Datos desengrapados de la ecuación 5.4.

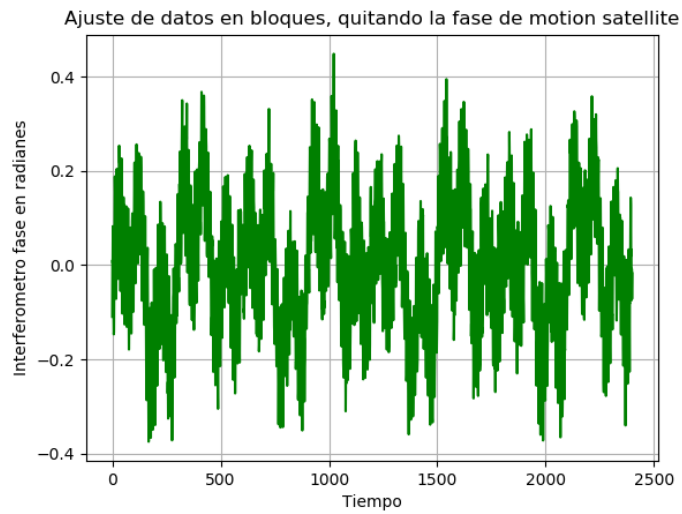


Figura 5.5: Datos ajustados en bloques de 600 segundos mediante un ajuste polinomial de segundo grado.

## 5.2. Resultados

En la Figura 5.6 se muestran los datos crudos recolectados durante 24 horas de observación del IFA. Estos datos corresponden a un IFA con línea de base de 15 m.

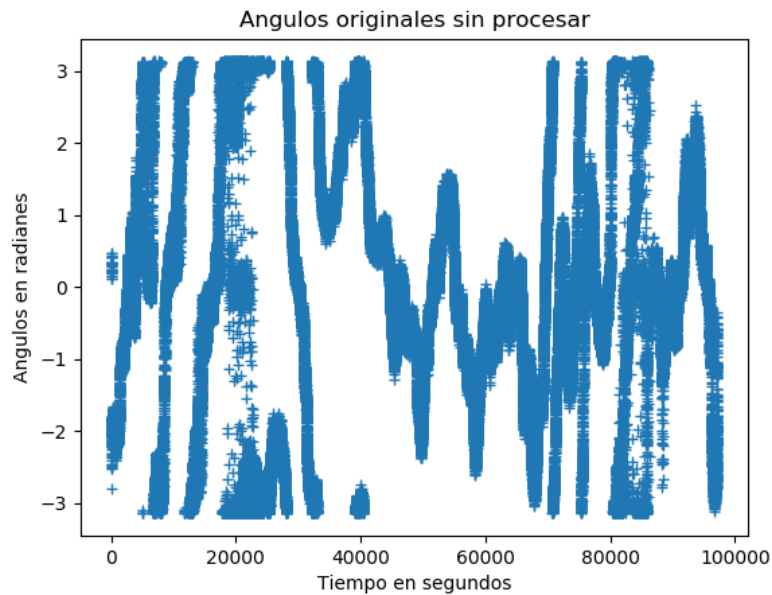


Figura 5.6: Datos sin procesar recolectados durante 24 horas de observación. El eje  $y$  presenta los ángulos en radianes; en el eje  $x$  es el tiempo en segundos.

El “desengrape” de datos se hace con la función *unwrap* de Numpy que elimina el problema de discontinuidades cuando entre dos ángulos consecutivos se presentan cambios bruscos mayores o iguales a  $\pi$ . La función *unwrap* suma o resta múltiples de  $2\pi$  hasta que el cambio entre ángulos vecinos sea menor que  $\pi$ . En la Figura 5.4 se muestra los mismos datos de la Figura 5.3, pero después de aplicar el proceso de *unwrap*. Se puede apreciar como los tres *wraps* que ocurren entre 0 y 20 mil segundos ahora presentan continuidad, con un aumento en fase que corre desde  $-3$  radianes hasta unos  $+16$  radianes. De igual manera, los *wraps* entre 68 mil y 80 mil segundos, desengrapados, muestran continuidad.

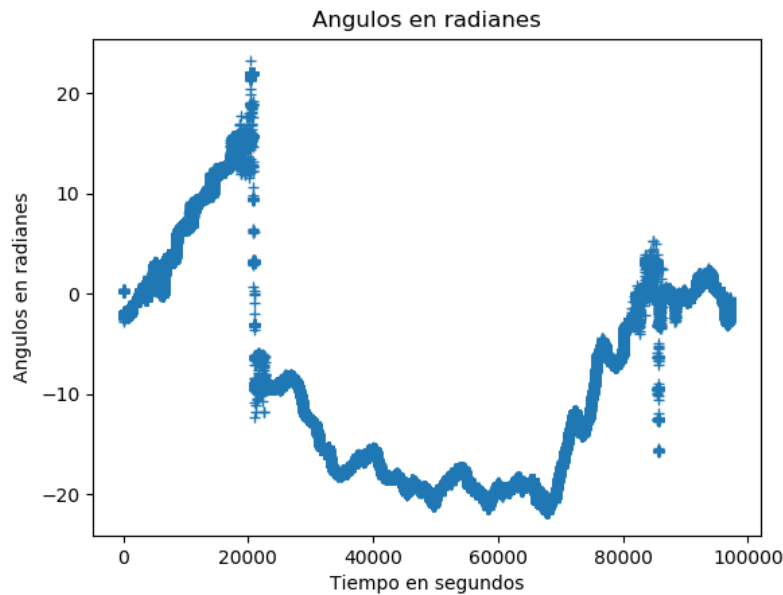


Figura 5.7: Datos “desengrapados” con la función unwrap, recolectados durante 24 horas de observación.

En la Figura 5.7 se observa una gran discontinuidad en fase que ocurre alrededor de 20 mil segundos. Otro salto, menos pronunciado, ocurre alrededor de 85 mil segundos. Estos saltos corresponden a las áreas “sombreadas” de la Figura 5.3, cuando el sistema demuestra un alto nivel de inestabilidad en fase. Aunque es un punto importante para entender, se determinó que no tendrá un efecto significativo sobre el resultado principal de la observación, el cual es la varianza rms de la fase, como función de tiempo, como muestro más adelante.

La siguiente etapa es la de ajustar y restar un polinomial a los datos “desengrapados”. El resultado se muestra en la gráfica de la Figura 5.8. Las dos áreas de intensa actividad en fase que coinciden con las zonas de inestabilidad observadas en las Figuras 5.7 y 5.6.

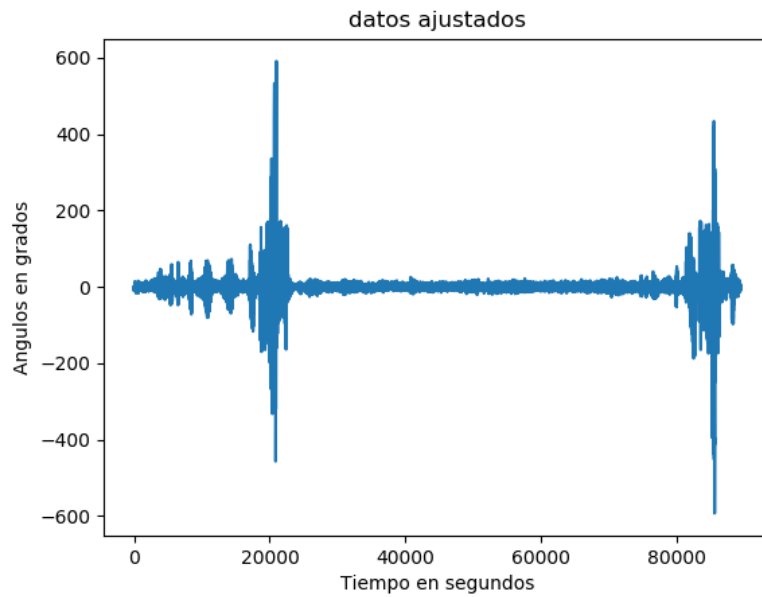


Figura 5.8: Ajuste polinomial de 2° grado a los datos desengrapados.

Por último, se realizó el cálculo de la varianza RMS de la fase. Este cálculo RMS se hizo en bloques de datos de 1 minuto. Se realiza el cálculo de varianza en bloques de 1 minuto para monitorear los cambios de fase de manera regular.

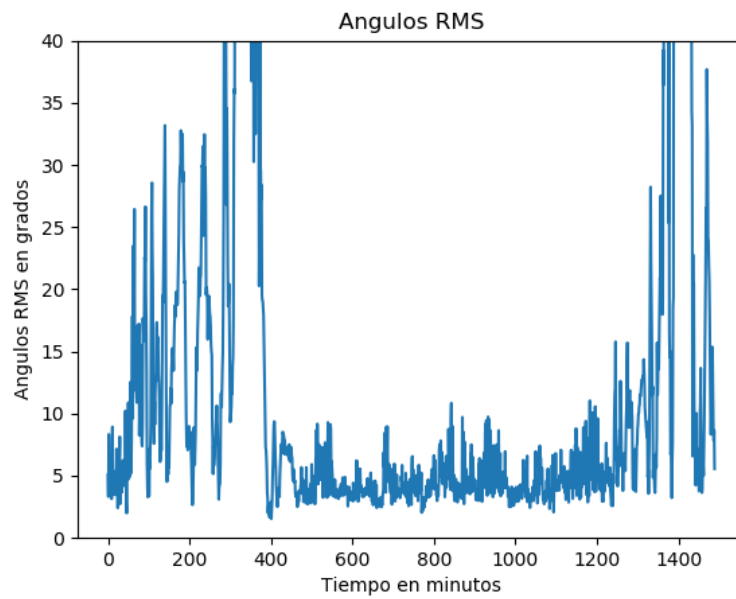


Figura 5.9: Ángulos RMS.



En la gráfica de la Figura 5.9 las fuertes fluctuaciones que ocurren de 0 a 400 minutos transcurren durante el día, esto es algo que se debe al comportamiento de la atmósfera durante el día. El período de mayor estabilidad que se observa en la gráfica transcurre en el tiempo de 400 a 1300 minutos y corresponde a las observaciones hechas durante la madrugada; en este horario el valor RMS de la atmósfera típicamente decae  $5^\circ$  (aproximadamente).



# Capítulo 6

## Conclusiones y trabajo a futuro

La construcción y desarrollo del IFA para este proyecto de tesis ha sido el producto de un minucioso análisis teórico respaldado por experimentación práctica. Este IFA proporciona una nueva perspectiva en el uso de la tecnología de Radio Definida por Software enfocada en la instrumentación, hasta la fecha, no ha sido documentado otro IFA haciendo uso de esta tecnología en la literatura disponible..

Durante la fase de pruebas del sistema completo en el campo, hemos observado resultados que, en líneas generales, concuerdan con nuestras expectativas, particularmente en lo que respecta a la variación de fase a lo largo del día. No obstante, es importante señalar que durante ciertos períodos se manifestaron comportamientos inesperados. Este fenómeno subraya la necesidad de llevar a cabo pruebas más exhaustivas, con el fin de comprender en profundidad dicho comportamiento y determinar si su origen radica en el instrumento "*per se*" o en otras variables aún no consideradas.

La identificación y comprensión de estos patrones de comportamiento inesperados constituyen un aspecto crítico para la mejora continua del IFA y para la fiabilidad de sus mediciones. A través de investigaciones futuras y una análisis más detallado de los datos recopilados durante las pruebas en campo, esperamos poder explicar cuales son las causas subyacentes de estos fenómenos y, en última instancia, desarrollar estrategias para mitigar su impacto en las mediciones finales.

En última instancia, el aprendizaje derivado de estas experiencias contribuirá al desarrollo de soluciones innovadoras y robustas en el ámbito de la instrumentación.

### 6.1. Trabajo a futuro

Hay tres áreas principales para trabajo al futuro: mejoramientos prácticos del instrumento, extensiones para ampliar su funcionamiento, y estudios observacionales.

Varios mejoramientos prácticos serían útiles. Uno de los primeros, ya presupuestado, es implementar un sistema de fibra óptica con el objetivo de aumentar

la distancia de la línea base de las señales y al mismo tiempo eliminar los problemas de fase causados por el cable coaxial. Para mejorar la razón señal a ruido del sistema, se contempla la adquisición e instalación de aisladores de banda Ku, para minimizar la entrada de potencia térmica fuera del rango de la frecuencia del radio faro. Otros cambios, no muy “técnicos” pero muy útiles, serían modificaciones de la montura de las antenas y los LNBS, ya que el diseño actual resultó muy fastidioso para apuntar las antenas hacia el satélite y mantener su orientación fija por largos periodos de tiempo.

En el rubro de extensiones al instrumento actual, se surgen varias posibilidades. Una actualización que se desea hacer a este proyecto consiste en inyectar una señal artificial para monitorear constantemente los corrimientos en fase que sean producidos por el propio instrumento ([Kai-Uwe Storek and Knopp \(2015\)](#)). Esta extensión del proyecto requiere de la adquisición de una segunda tarjeta receptora para el USRP, pero ofrece muchas oportunidades para extender el funcionamiento del IFA. Con hardware adicional, también será posible añadir otras antenas al sistema, para observar con varias líneas de base simultáneamente.

Una vez que se haya optimizado el funcionamiento del IFA como instrumento, será factible llevar a cabo varios estudios sobre el comportamiento de la troposfera y sus efectos sobre la fase de las radio ondas. Ejemplos incluyen la corrección de desfaseamiento con el contenido de vapor de agua en la atmósfera y la turbulencia de la atmósfera sobre varios rangos de escala.

Adicionalmente a las actualizaciones mencionadas se busca hacer el procesamiento de los datos en tiempo real y desplegar estos en un servidor para el monitoreo de atmósfera en zonas de interés.

# Apéndice A

## Apéndice 1

En este Apéndice se encuentran todos los códigos y simulaciones que se hicieron para el proyecto, el lenguaje usado fue Python 2.7.

### A.1. Simulación de métodos para el cálculo de fase entre señales

El código para la simulación de los métodos de cálculo de fase está escrito en Python 2.7 y consiste en generar dos señales senoidales, con misma amplitud pero fases diferentes, las fases son generadas de manera aleatoria y la frecuencia de cada una de las señales es de 10 Hz, se seleccionó una frecuencia baja debido a que esto no afecta el objetivo del programa, pero puede ralentizar el procesamiento de datos.

El código depende de las librerías Scipy y Numpy para realizar la Transformada de Hilbert y la correlación de señales.

La Transformada de Hilbert conlleva dos procesos; el primero consiste en realizar la transformada de Hilbert con la ayuda de Scipy en ambas señales, posteriormente calcular la fase de las señales como se hace en la ecuación 3.17. el segundo paso consiste en obtener el valor de moda de los ángulos que se obtuvieron en el paso anterior.

```
print 'Programa que calcula el angulo de fase de dos senales
\n con la misma frecuencia haciendo uso de \n diferentes metodos'
import numpy as np
import matplotlib.pyplot as plt
import scipy.signal as sc
import statistics
import random
def __main__():
    i=0
```

```

phase_hibrid=[]
phase_real=[]
vals_moda=[]
angcorr_gp=[]
phase_conv=[]
n_samples=30
while i<n_samples:
    def parametros_funcion():

        f=10.0
        fs=50.0
        num_muestras=fs*f
        t=np.linspace(0,1,10*fs)#las senales seran de un
        ciclo , con un numero de muestras n, denotado por fs
        ampl=1.0

        #angulo aleatorio en grados
        phase_random1=np.deg2rad(random.randrange(0,90))
        phase_random2=np.deg2rad(random.randrange(0,90))
        phase_dif_real=phase_random1-phase_random2
        sig_2=ampl*np.sin((2.0*np.pi*f*t)+phase_random1)
        sig_1=ampl*np.sin((2.0*np.pi*f*t)+phase_random2)

        return sig_1 , sig_2 , phase_dif_real

    sig_1 , sig_2 , phase_dif_real=parametros_funcion()
    phase_real.append(phase_dif_real)

#Metodo de hilbert
def metodo_hilbert():
    ###Obtencion de valores del angulo de fase haciendo
    uso del metodo de hilbert

    sigH_2=sc.hilbert(sig_2)
    sigH_1=sc.hilbert(sig_1)

#Suma de elementos
p1=np.arctan(sigH_1.imag/sig_1.real)
p2=np.arctan(sigH_2.imag/sig_2.real)
delta_p=abs(p2-p1)
return delta_p
def ajuste_angulo():
    #####Funcion que encuentra el valor de moda

```

```

def angulo de desfase
    ang_grado=metodo_hilbert()
#calculo de valor de moda
    i=0
    anground_grado=[]
    while i<len(ang_grado):
        anground_grado.append(round(ang_grado[i],1))
        #redondear el grado
        i+=1
    val_moda=statistics.mode(anground_grado)
    return val_moda

def metodo_correlacion():

    sigc_12=np.correlate(sig_1 , sig_2)
    sigc_11=np.correlate(sig_1 , sig_1)
    sigc_22=np.correlate(sig_2 , sig_2)
    phasecor=np.arccos(sigc_12/(np.sqrt(sigc_11)
    *np.sqrt(sigc_22)))
    return phasecor

def metodo_hibrido():

    sig1_th=sc.hilbert(sig_1)
    sigc_12=np.correlate(sig_2 , sig1_th)
    ang_phh=np.arctan(sigc_12.imag/sigc_12.real)
    return ang_phh

#Fase metodo hibrido
    phase_hibrid.append(metodo_hibrido())

#Fase metodo correlacion
    angcorr_gp.append(metodo_correlacion())
    ##Obtencion del angulo por metodo de TH
    val_moda=ajuste_angulo()
    vals_moda.append(val_moda)
    i+=1
nmuestra=np.arange(0 , n_samples , 1)

phase_unw=np.unwrap(angcorr_gp)

```

```

plt.plot(nmuestra, phase_real, 'o', color='green',
label='Fase_Real')
plt.plot(nmuestra, phase_hibrid, '*', color='black',
label='Hilbert_y_Correlacion')
plt.plot(nmuestra, angcorr_gp, '+', color='orange',
label='Correlacion')
plt.plot(nmuestra, vals_moda, '.', color='red',
label='Transformada_de_Hilbert')
plt.xlabel('Numero_de_prueba')
plt.ylabel('Angulo_en_radianes')
plt.title(" Grafica_de_calculo_de_angulos_con
diferentes_metodos_entre_dos_senales")
plt.legend()
plt.grid()
plt.show()
__main__()

```

## A.2. Programa de cálculo de fase del sistema real

Este programa fue escrito en Python 2.7 y se usó en las pruebas para la obtención del ángulo de fase.

```

# -*- coding: utf-8 -*-
"""
Embedded Python Blocks:

Each time this file is saved,
GRC will instantiate the first class it finds
to get ports and parameters of your block.
The arguments to __init__ will
be the parameters. All of them are
required to have default values!
"""

import numpy as np
from gnuradio import gr
import signal
import datetime as dt
import scipy
import numpy as np

```



```

import matplotlib.pyplot as plt
import scipy.signal as sc
import csv
import time
import sys

class blk(gr.sync_block): # other base
classes are basic_block , decim_block , interp_block
    """Embedded Python Block example – a
    simple multiply const"""

    def __init__(self , example_param=1.0 ,input_param=2.0):
# only default arguments here
        """arguments to this function show up as parameters
        in GRC"""
        gr.sync_block.__init__(
            self ,
            name='Embedded_Python_Block' ,
# will show up
            n GRC
            in_sig=[np.complex64 ,np.complex64] ,
            out_sig=[np.float32] ,

        )
        # if an attribute with the same name as
        a parameter is found ,
        # a callback is registered (properties work, too).
        self.example_param = example_param
        self.input_param=input_param

    def calcular_angulo(self ,s1 ,s2):
        sig1_th=sc.hilbert(s1.real)
        #correlacion de la se al 2 con la Transformada
        de Hilbert de la se al 1
        sigc_12=np.correlate(s2.real ,sig1_th) #correlaci n
        de la senal 2 con la de Hilbert
        #Condiciones de la funcion ARCTAN2 que permite
        #el uso de los 4 cuadrantes del valor de angulo
        #de [-pi/2 ,pi/2] a [-pi ,pi]
        ang_tan2=np.arctan2(sigc_12.imag ,sigc_12.real)
        return ang_tan2
    def crear_archivo(self ,nombre_archivo ,segundo ,

```

```

angulo_hilbert , angulo_hilbertdeg ):
###funcion que crea un archivo csv con la hora
#ahora=dt.datetime.now()
#hora=ahora.strftime("%d %m %H %M %S ")
with open(nombre_archivo+'.csv', 'w') as f:
    writer=csv.writer(f, delimiter='\t')
    writer.writerows(zip(segundo , angulo_hilbert
        , angulo_hilbertdeg))

segundo=[]
angulo_hilbert=[]
angulo_hilbertdeg=[]
nombre_archivo=[]
inicio=time.time()

def work(self , input_items , output_items):
    now=dt.datetime.now()
    self.nombre_archivo.append(now.strftime("%d %m %H %M %S "))
    self.segundo.append(now.strftime("%H %M %S "))
    angulo_m2=self.calcular_angulo(input_items[0] ,
input_items[1]) #calcular el angulo en radianes
    self.angulo_hilbert.append(angulo_m2[0])
    self.angulo_hilbertdeg.append(np.rad2deg(angulo_m2[0]))

    if len(self.angulo_hilbert)==3600:
#se modifica segun se desee el tamaño del archivo
        print "*****"
        self.crear_archivo(self.nombre_archivo[0] ,
            self.segundo , self.angulo_hilbert ,
            self.angulo_hilbertdeg)

        print "Archivo_nuevo"
###Se libera espacio para los nuevos calculos
        self.angulo_hilbert=[]
        self.angulo_hilbertdeg=[]
        self.segundo=[]
        self.nombre_archivo=[]

    return len(output_items[0])

```

### A.3. Programa de ajuste de datos

El siguiente programa fue escrito en Python 2.7. Su finalidad es realizar un ajuste polinomial de segundo grado de los datos generados por el USRP y posteriormente obtener los valores de ángulos RMS . Este programa permite reducir al usuario el tamaño del bloque de datos a procesar.

```
from datetime import datetime
import pandas as pd
import numpy as np
import matplotlib.pyplot as plt
import glob
import matplotlib
import statistics as st
from scipy import signal
from PyAstronomy import pyasl
import csv

def ajustar_datos(angulos_rad1):
    i=0
    fin=1
    newblock=[]
    muestras=np.arange(0,len(angulos_rad1),1)
    #crea el bloque del eje x, es para poder
    usar la funcion polyfit
    nbloque=input('tamano_del_bloque_a_ajustar_\n')
    #el bloque de datos se divide en grupos de 5 minutos
    datos_ajuste=[]
    orbita=[]

    #angulos_rad=np.unwrap(angulos_rad1)
    while i<len(angulos_rad1)/nbloque:
        newblock=angulos_rad1[i*nbloque:fin*nbloque]
        newx=muestras[nbloque*i:nbloque*fin]
        val_poli=np.polyfit(newx,newblock,2) #ajuste
        polinomial de 2o grado
        ajuste=val_poli[0]*pow(newx,2)+val_poli[1]*
        newx+val_poli[2]
        phasea=newblock-ajuste
        datos_ajuste=np.append(datos_ajuste,phasea)
```

```

        orbita=np.append( orbita , ajuste )
        fin+=1
        i+=1

    return datos_ajuste#, orbita

def val_rms( angulos_ajustados ):
    i=0
    fin=1
    n_bloque=input( 'tamano_del_bloque_rms\n' )
    valores_rms=[]
    while i< len( angulos_ajustados )/n_bloque:
        newblock=angulos_ajustados[ n_bloque*i :
        n_bloque*fin ]
        j=0
        sumatoria=0
        while j<len( newblock ):
            sumatoria+=pow( newblock[ j ], 2 )
            j+=1
        valor_rms=np. sqrt( sumatoria/np. float( n_bloque ) )
        valores_rms.append( valor_rms )
        sumatoria=0
        fin=fin+1
        i+=1
    return valores_rms#, des_standar

def ajustando_nuevodatos():
    angulos_sinborrar=[]
    nombre=raw_input( 'Ingrese_el_nombre_del_archivo\n' )
    datos_sineliminar=pd.read_csv( nombre+".csv",
    delimiter='\t' )
    col=input( 'Ingrese_la_columna_que_quiere_ver\n' )
    angulos=datos_sineliminar.iloc[:, col]
    angulos_sinborrar+=angulos.tolist()
    j=0
    plt.plot( angulos, '+' )
    plt.title( 'Angulos_originales_sin_procesar' )
    plt.xlabel( 'Tiempo_en_segundos' )
    plt.ylabel( 'Angulos_en_radianes' )
    plt.show()
    datos_ajustados1=[]
    datos_rms=[]

```

```

orbital1=[]
num_bloquesajustar=input(' Ingrese el numero
de bloques que quiere ajustar\n')
unrapear=input('Quieres hacer unwrap? 1=no 0=si\n')
if unrapear==0:
    angulos_sinborrar=np.unwrap( angulos_sinborrar )
elif unrapear==1:
    angulos_sinborrar=angulos_sinborrar
else:
    "vas a tener que iniciar de nuevo wey"
while j<num_bloquesajustar:
    print 'Ajuste el bloque',j+1
    plt.plot( angulos_sinborrar , '+' )
    plt.title( 'Angulos en radianes' )
    plt.xlabel( 'Tiempo en segundos' )
    plt.ylabel( 'Angulos en radianes' )
    plt.show()
    lim_infn=input( ' Ingrese el rango min\n' )
    lim_supn=input( ' Ingrese el valor max\n' )

    datos_ajustados=ajustar_datos( angulos_sinborrar
[ lim_infn : lim_supn ] )
#datos_ajustados=np.append( datos_ajustados )
#orbital1.append( orbital )
    datos_rms=np.append( datos_rms , val_rms
( datos_ajustados ) )
    j+=1
return datos_ajustados , datos_rms , nombre

datos_ajustados , datos_rms , nombre=ajustando_nuevodatos ()

plt.plot(np.rad2deg( datos_ajustados ))
plt.title( 'datos_ajustados' )
plt.xlabel( 'Tiempo en segundos' )
plt.ylabel( 'Angulos en grados' )
plt.show()
plt.plot(np.rad2deg( datos_rms ))
plt.xlabel( 'Tiempo en minutos' )
plt.ylabel( 'Angulos RMS en grados' )
plt.title( 'Angulos RMS' )
plt.show()

```



# Índice de figuras

1.1. Interferómetro de Fase Atmosférica de dos elementos. Figura tomada de Roberto J. Acosta and Morse (2010). . . . .	2
1.2. Observatorio SMA en Mauna Kea. Recuperado de <a href="https://www.eso.org/public/images/eso1229e/">https://www.eso.org/public/images/eso1229e/</a> . . . . .	3
1.3. Demodulador en cuadratura. Recuperado de David Hiriart (2002). . . . .	5
2.1. Distribución vertical de las capas de la atmósfera Terrestre. En rojo podemos ver la distribución de capas basados en Temperatura, en verde respecto a la composición y finalmente en color azul la clasificación de sus capas con respecto a las propiedades eléctricas. . . . .	8
3.1. Arquitectura general de un receptor superheterodino. Recuperado de: Fernández (2014) . . . . .	18
3.2. Espectro de potencia de un oscilador con ruido de fase. Recuperado de Kester (2008) . . . . .	19
3.3. Cálculo de <i>jitter</i> a partir de la gráfica de ruido de fase de un oscilador. Recuperado de Kester (2008) . . . . .	20
3.4. Tipos de antenas usadas en observatorios de astronomía, a la izquierda la Antena parabólica y a la derecha la parabólica offset. . . . .	22
3.5. Antena offset de 1.2 m usada en el proyecto. . . . .	22
3.6. Geometría usada para el cálculo de orientación de antenas. Recuperado de Rodney (2006). . . . .	23
3.7. Triángulos que se obtienen a partir de la figura 3.3. Recuperado de Rodney (2006). . . . .	24
3.8. Dispositivos basados en SDR que se pueden encontrar en el mercado. . . . .	26
3.9. Arquitectura general de un dispositivo tranceptor SDR. Recuperado de: Fernández (2014) . . . . .	27
3.10. Convertidor Digital Descendente . . . . .	28
3.11. Ángulos obtenidos con el programa de simulación. . . . .	31
4.1. Diagrama de bloques del IFA propuesto y construido. . . . .	33
4.2. Mapa de la posición y línea de base de las antenas receptoras. Extraído de Google Maps. . . . .	34

4.3.	Diagrama de bloques del procedimiento realizado con el analizador de espectros FS300 para la búsqueda de señales fano . . . . .	36
4.4.	Espectro del enlace de bajada de polarización horizontal del satélite Galaxy 3C . . . . .	37
4.5.	Espectro de la señal fano del satélite Galaxy 3C obtenida con el analizador de espectros FS300. . . . .	37
4.6.	Diagrama de bloques del LNB 5400-x. Recuperado de <a href="https://orbitalresearch.net/">https://orbitalresearch.net/</a> . . . . .	39
4.7.	Propuesta de un sistema de distribución de señal de 10 MHz y alimentación DC. . . . .	40
4.8.	MODM de Orbital Research. Recuperado de <a href="https://orbitalresearch.net">https://orbitalresearch.net</a> . . . . .	40
4.9.	Diagrama en bloques del MODM. En la parte superior e inferior del esquema se encuentran los Mux-Tee, en la parte central se encuentra el Oscilador de 10 MHz. . . . .	41
4.10.	Tarjeta madre del USRP X300. Tomado de <a href="https://www.ettus.com/all-products/x310-kit/">https://www.ettus.com/all-products/x310-kit/</a> . . . . .	42
4.11.	Tarjeta TwinRX. Tomado de <a href="https://kb.ettus.com/TwinRX">https://kb.ettus.com/TwinRX</a> . . . . .	43
4.12.	Diagrama de bloques del funcionamiento de la tarjeta TwinRX. Tomado de <a href="https://kb.ettus.com/TwinRX">https://kb.ettus.com/TwinRX</a> . . . . .	43
4.13.	Diagrama de bloques ADS64P48. Tomado de <a href="https://kb.ettus.com/TwinRX">https://kb.ettus.com/TwinRX</a> . . . . .	44
4.14.	GPSDO de montaje compatible con USRP X300 y X310. Tomado de: <a href="https://www.ettus.com/all-products/gpsdo-mini/">https://www.ettus.com/all-products/gpsdo-mini/</a> . . . . .	45
4.15.	Procesamiento de datos por muestra. Recuperado de <a href="https://www.mathworks.com/help/dsp/ug/sample-and-frame-based-concepts.html">https://www.mathworks.com/help/dsp/ug/sample-and-frame-based-concepts.html</a> . . . . .	46
4.16.	Procesamiento de datos por frame. Recuperado de: <a href="https://www.mathworks.com/help/dsp/ug/sample-and-frame-based-concepts.html">https://www.mathworks.com/help/dsp/ug/sample-and-frame-based-concepts.html</a> . . . . .	46
4.17.	Envío de datos método de frame contra método por muestra. Recuperado de: <a href="https://www.mathworks.com/help/dsp/ug/sample-and-frame-based-concepts.html">https://www.mathworks.com/help/dsp/ug/sample-and-frame-based-concepts.html</a> . . . . .	47
4.18.	Gráfica del ruido de fase del MODM obtenida a partir de los datos del Cuadro 4.2 . . . . .	48
4.19.	Gráfica del ruido de fase de la tarjeta TwinRX a 0.9 GHz . . . . .	50
4.20.	Gráfica del ruido de fase del GPSDO obtenida a partir de los datos del Cuadro 4.3 . . . . .	52
5.1.	Diagrama de bloques del sistema de procesamiento digital en GNURadio. . . . .	55
5.2.	Diagrama de flujo del sistema de cálculo de fase. . . . .	56
5.3.	Datos sin procesar simulados con la ecuación 5.4. . . . .	58
5.4.	Datos desengrapados de la ecuación 5.4. . . . .	59



5.5. Datos ajustados en bloques de 600 segundos mediante un ajuste polinomial de segundo grado. . . . .	59
5.6. Datos sin procesar recolectados durante 24 horas de observación. El eje $y$ presenta los ángulos en radianes; en el eje $x$ es el tiempo en segundos. . . . .	60
5.7. Datos “desengrapados” con la función unwrap, recolectados durante 24 horas de observación. . . . .	61
5.8. Ajuste polinomial de 2° grado a los datos desengrapados. . . . .	62
5.9. Ángulos RMS. . . . .	62



# Índice de cuadros

2.1. Composición de la atmósfera Terrestre. Recuperado de Caballero (2014)	10
2.2. Tabla de bandas de frecuencia de la UIT. . . . .	10
2.3. Tabla de bandas de frecuencia. . . . .	11
3.1. Tabla de frecuencias de enlace de bandas de satélite. Recuperado de: Olorunfunmi (2014) . . . . .	14
3.2. Ruido de fase del MODM de 10 MHz, se puede consultar en: <a href="https://orbitalresearch.net/product/modm-master-oscillator-dual-muxtees/">https://orbitalresearch.net/product/modm-master-oscillator-dual-muxtees/</a> . . . . .	21
3.3. Condiciones para el cálculo de Azimuth Recuperado de Rodney (2006).	24
4.1. Tabla de satélites de interés. Esta tabla se elaboró a partir de información proporcionada por los mapas de huella satelital, los cálculos de orientación de antena y CNR que se explicaron en el capítulo 3. . . . .	35
4.2. Ruido de fase del MODM. Recuperado de <a href="https://orbitalresearch.net/product/modm-master-oscillator-dual-muxtees/">https://orbitalresearch.net/product/modm-master-oscillator-dual-muxtees/</a> . . . . .	48
4.3. Ruido de fase de la tarjeta TwinRx. Recuperado de: <a href="https://kb.ettus.com/TwinRX">https://kb.ettus.com/TwinRX</a> . . . . .	50
4.4. Ruido de fase del GPSDO a 10 MHz. Recuperado de: <a href="https://www.ettus.com/all-products/gpsdo-mini/">https://www.ettus.com/all-products/gpsdo-mini/</a> . . . . .	52



# Bibliografía

- A. Richard Thompson, J. M. M. and Jr., G. W. S. (2017). *Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy*. Springer Open, Gewerbstrasse 11, 6330 Cham, Switzerland, 3 edition.
- Barry, R. G. and Chorley, R. J. (1998). *Atmósfera, tiempo y clima*. Omega, Barcelona, España, 7 edition.
- Baylin, F. (1991). *Ku-Band Satellite TV, Theory Installation and Repair*. Baylin Publications, Boulder, Colorado, 4 edition.
- Brannon, B. (2004). *Sampled Systems and the Effects of Clock Phase Noise and Jitter*. National Instruments.
- Butler, B. (1999). Some issues for water vapor radiometry at the VLA. VLA Scientific Memo, USA.
- Caballero, R. (2014). *Physics of the Atmosphere*. IOP Publishing Ltd, Washington, USA and Bochum, Germany, 1 edition.
- Cardenas, C. C. (2008). *Radiocomunicación*. Pearson Prentice Hall, Ribera del Loira, 28 28042 Madrid (España), 1 edition.
- Chandra Prakash, Vijay Kumar Chakka, S. N. S. y. K. S. P. (2013). Digital receiver based ka band beacon receiver for improved beacon power estimation. International conference on Communication and Signal Processing.
- Cheffena, M. and Braten, L. E. (2001). Low-cost digital beacon receiver based on software-defined radio. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 53(1):50–55.
- C.L. Carilli, M.A. Holdaway, A. R. (1998). Calibrating the site testing interferometer. VLA TEST MEMO No.213.
- Daniel E. Herrera, Alejandro F. Saez, L. D. (2016). Low-cost ku band interferometer for educational purpose. *Proceedings of the SPIE*, 9914:1–16.
- David Hiriart, Jorge Valdez, P. Z. y. J. L. M. (2002). Radio seeing monitor interferometer. *The Astronomical Society of the Pacific*, 4(114):1150–1155.

- Fernando Machado, Enric Villar, e. a. (2014). Easy-to build satellite beacon receiver for propagation experimentation at Millimeters bands. *Radioengineering*, 23(1):154–164.
- Fernández, J. R. M. (2014). Software Defined Radio: Basic Principles and Application. *Revista Facultad de Ingeniería*, 24(38):79–96.
- Ishiguro Matsato, Kazawa T., K. T. (1990). *Monitoring of Atmospheric Phase Fluctuations using Geostationary Satellite Signals*. Baldwin J.E., Wan Shouguan.
- ITU, R. S. (2015). Effects of tropospheric refraction on radiowave propagation. In ITU-R, editor, *P Series Radiowave Propagation*, volume 834, pages 1–14. International Telecommunication Union.
- J. R. van der Merwe, J. Malan, F. D. V. M. e. a. (2014). Multi-channel software defined radio experimental evaluation and analysis. *XVI Simpósio de Aplicacoes Operacionais Em Áreas de Defesa*, pages 101–107.
- Janssen, M. A. (1993). *Atmospheric Remote Sensing by Microwave Radiometry*. John Wiley and Sons, 605 Third Avenue, New York, NY, 1 edition.
- Kai-Uwe Storek, C. A. H. and Knopp, A. (2015). Interferometer for measurements of the MIMO satellite channel at ku-band. 2015 IEEE 82nd Vehicular Technology Conference.
- Kak, S. C. (1970). The discrete Hilbert transform. *Proceedings of IEEE*, 58(114):585–586.
- Kester, W. (2008). *Converting Oscillator Phase Noise to Time Jitter*. National Instruments.
- Lin, X. (2018). *Spurs Analysis in the RF sampling ADC*. Texas Instruments.
- M.A. Holdaway, S. J. E. R. e. a. (1995). Data processing for site test interferometers. ALMA MEMO No. 129.
- Masanori Nishio, Tomonari Suzuyama, e. a. (2002). Development of radio seeing monitor using LEO satellite beacons. *Proceedings of SPIE*, 4845:119–125.
- Masanori Nishio, Q. L. e. a. (2007). Observation site atmospheric phase fluctuations observed by three element VLBI. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, 55:2056–2063.
- Mats Rosengren, Javier de Vicente-Olmedo, F. P. (2004). Keeping track of geostationary satellites. a novel and less costly approach. ESA bulletin 119.

- Michael J. Zemba, J. R. M. y. J. A. N. (2014). Ka-Band Atmospheric Phase Stability Measurements in Goldstone, CA; White Sands, NM; and Guam. 8th European Conference on Antennas and Propagation, The Hague, Netherlands.
- Mikkelsen, E. B. (2009). The design of low cost beacon receiver system using software defined radio. Master's thesis, Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, Gjøvik and Ålesund, Noruega.
- Milos Sedlacek, M. K. (2005). Digital measurement of phase difference - a comparative study of DSP algorithms. Faculty of Electrical Engineering.
- Morris, K. (2014). The VLA atmospheric phase interferometer. Master's thesis, New Mexico Institute of Mining and Technology, Socorro, New Mexico.
- Olorunfunmi, M. (2014). *Satellite Communication Engineering*. CRC Press, 6000 Broken Sound Parkway NW, Suite 300 Boca Raton, FL 33487-2742, 2 edition.
- O'Shea, P. (2000). Phase measurement. CRC Press LLC.
- Pearson, C. (2011). High-Speed, Analog to Digital Converter Basics. *Application Report, Texas Instruments*, pages 1–25.
- Pozar, D. M. (2001). *Microwave and RF design of Wireless Systems*. John Wiley and sons, Inc, 605, Third Avenue, Nueva York, NY, 1 edition.
- Reza Bahri, Hossein Yarmohammadi, M. K. y. G. M. (2015). Typical Ka band satellite beacon receiver design for propagation experimentation. *Journal of Advances in Computer Engineering and Technology*, 2(1):1–6.
- Robert S. Kimberk, Todd R. Hunter, P. S. L. e. a. (2012). A multi-baseline 12 ghz atmospheric phase interferometer with one micron path length sensitivity. *Journal of Astronomical Instrumentation*, 1:1–12.
- Roberto J. Acosta, J. A. N. and Morse, J. R. (2010). Path length fluctuations derived from site testing interferometer data. *NASA STI*, pages 1–10.
- Roberto J. Acosta, J. A. N. y. D. D. M. (2009). Data processing for atmospheric phase interferometers. *NASA STI*, pages 1–8.
- Rodney, D. (2006). *Satellite Communications*. McGraw-Hill, Two Penn Plaza, New York, NY 10121-2298, 4 edition.
- Simon J.E. Radford, George Reiland, B. S. (1996). Site test interferometer. *Astronomical Society of the Pacific*, pages 441–445.
- Sramek, R. (1983). VLA phase stability at 22 ghz on baselines of 100 m to 3 km. VLA test memo, USA.

- Sramek, R. A. (1989). Atmospheric phase stability at the VLA. URSI/IAU Symposium on Radio Astronomical Seeing, Beijing, China.
- Su Dan, L. C. e. a. (2014). A cross correlation phase offset method based on Hilbert transform. Proceeding of the 11th World Congress on Intelligent Control and Automation, Shenyang, China.
- Takashi Kasuga, M. I. y. R. K. (1986). Interferometric measurements of tropospheric phase fluctuations at 22 ghz on antenna spacings of 27 to 540 m. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 34(6):797–803.
- Technologies, E. (2019). Satellite communication systems (frequency reference distribution for earth stations). Technical report, EndRun Technologies.
- Thomas L. Wilson, K. R. and Hüttemeister, S. (2013). *Tools of Radio Astronomy*. Springer, Washington, USA and Bochum, Germany, 6 edition.
- Tomasi, W. (2003). *Sistemas de comunicaciones Electrónicas*. Pearson Education, Calle 4 No. 25-2do. Piso Fracc. Industrial Alce Blanco 53370 Naucalpan de Juárez, Edo. de México, 4 edition.
- USStandard (2019 (accessed February 3, 2019)). *Capas de la atmósfera*.
- Wheelon, A. D. (2001). *Electromagnetic Scintillation*. Cambridge University Press, The Edinburgh Building, Cambridge CB2 2RU, UK, 1 edition.
- Wiedner, M. C. (1998). *Atmospheric Water Vapour and Astronomical Millimetre Interferometry*. PhD thesis, University of Cambridge, Cambridge, UK.